

INVERTER CIRCUIT AND ELECTRODELESS DISCHARGE LAMP LIGHTING DEVICE USING THE CIRCUIT

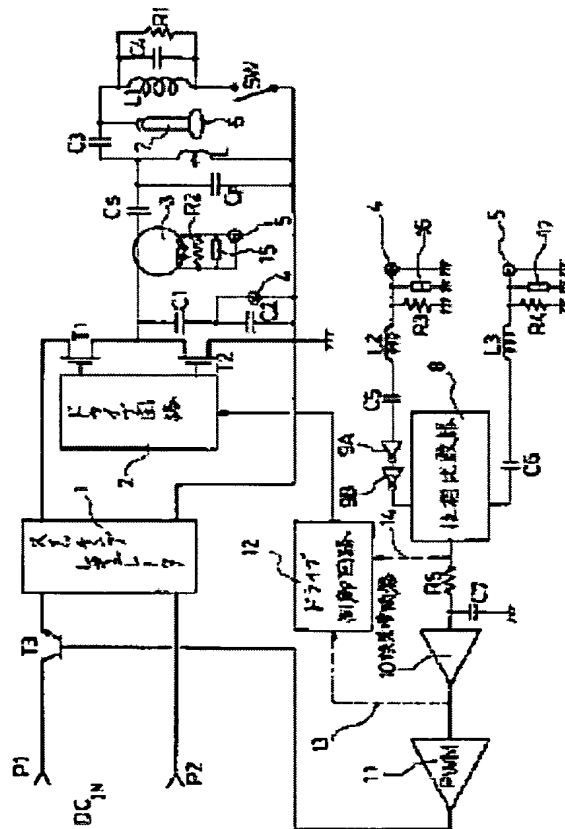
Patent number: JP6076971
Publication date: 1994-03-18
Inventor: ARAKI KENJI; YOKOZEKI ICHIRO
Applicant: TOSHIBA LIGHTING & TECHNOLOGY
Classification:
- international: **H05B41/24; H05B41/24; (IPC1-7): H05B41/24**
- european:
Application number: JP19920232365 19920831
Priority number(s): JP19920232365 19920831

[View INPADOC patent family](#)

[Report a data error here](#)

Abstract of JP6076971

PURPOSE:To supply power in such state as optimum for a load, and enable a lamp lighting device to operate optimally and stably by detecting the voltage and current of a load as well as a phase difference between the voltage and current, and controlling DC voltage applicable to an inverter circuit on the basis of the detected phase difference. **CONSTITUTION:**Load voltage is divided with capacitors C1 and C2. Also, current across the capacitor C2 is detected via a current transformer 3 and inputted to a phase comparator 8 via coaxial cables 4 and 5. The comparator 8 makes a comparison between the phases of the inputted voltage and current, and generates pulses having breadth corresponding to a phase difference. Then, the pulses are sent to a pulse width modulator 11 through an error amplifier 10. The modulator 11 controls a transistor T3 according to the pulse width, and further controls voltage applicable to a switching regulator 1. Also, a drive control circuit 12 controls field effect transistors T1 and T2 at a high frequency through a drive circuit 2. According to this construction, power can be supplied in such state as optimum for a load, and a lamp lighting device can be made to operate optimally and stably.



THIS PAGE BLANK (USPTO)

CLAIMS

[Claim(s)]

[Claim 1] A current detection means to detect the current which flows to said load in the inverter circuit which changes a direct current into an alternating current and is supplied to a load, A phase contrast detection means to detect the phase contrast of an electrical-potential-difference detection means to detect the electrical potential difference impressed to said load, and the electrical potential difference which this electrical-potential-difference detection means detected and the current which said current detection means detected, The inverter circuit characterized by having the inverter direct-current control means which controls the direct current voltage given to said inverter circuit based on the detection result of this phase detection means.

[Claim 2] an inverter circuit is equipped with the switching element in which the main-electrode pair and the control-electrode pair were prepared separately, and the path in which it results from an electrical-potential-difference detection means and a current detection means to a phase contrast detection means consists of coaxial cables -- having -- the outside of this coaxial cable -- the inverter circuit according to claim 1 characterized by connecting the conductor to a stabilization potential side edge child among the control-electrode pairs of said switching element.

[Claim 3] The body of the electrodeless discharge lamp made to generate the ring plasma in response to the energy given by the electromagnetic coupling, The excitation coil which carries out an electromagnetic coupling to the body of this electrodeless discharge lamp, and supplies energy, A current detection means to be the inverter circuit which uses said body and said excitation coil as a load, and to detect the current which flows to this load, A phase contrast detection means to detect the phase contrast of an electrical-potential-difference detection means to detect the electrical potential difference impressed to this load, and the electrical potential difference which this electrical-potential-difference detection means detected and the current which said current detection means detected, The electrodeless discharge lamp lighting device characterized by providing an inverter circuit equipped with the inverter direct-current control means which controls the direct current voltage given to said inverter circuit based on the detection result of this phase detection means.

[Claim 4] The body of the electrodeless discharge lamp made to generate the ring plasma in response to the energy given by the electromagnetic coupling, The

excitation coil which carries out an electromagnetic coupling to the body of this electrodeless discharge lamp, and supplies energy, A current detection means to be the inverter circuit which uses said body and said excitation coil as a load, and to detect the current concerning the output of the DC power supply of an applicable this inverter circuit, So that the power which is the product of an electrical-potential-difference detection means to detect the electrical potential difference concerning the output of said DC power supply, and the electrical potential difference detected by this electrical-potential-difference detection means and the current detected by said current detection means may serve as predetermined The electrodeless discharge lamp lighting device characterized by providing an inverter circuit equipped with a power control means to control the supply voltage given to said inverter circuit.

[Claim 5] The electrodeless discharge lamp lighting device according to claim 3 or 4 characterized by preparing the matching circuit which plans these impedance matching between a load and an inverter circuit.

[Claim 6] An electrodeless discharge lamp lighting device given in any 1 term of claim 3 characterized by having equipped the inverter circuit with the switching element and the drive circuit which drives this switching element by the sine wave, and having a drive armature-voltage control means to increase the sinusoidal voltage for said drive at the time of starting of an electrodeless discharge lamp thru/or claim 5.

[Claim 7] An electrodeless discharge lamp lighting device given in any 1 term of claim 3 characterized by preparing DC chopper circuit which gives supply voltage to an inverter circuit, forming a transformer in this DC chopper circuit, obtaining an electrical potential difference from the secondary coil of this transformer, and using for starting of said electrodeless discharge lamp thru/or claim 6.

[Claim 8] The capillary for starting used as the current passage to the path in which it is joined to the body of an electrodeless discharge lamp, and results from the body concerned to said excitation coil by glow discharge, DC chopper circuit which gives supply voltage to an inverter circuit is prepared. The primary coil of an inductor is formed in this DC chopper circuit, obtain an electrical potential difference through the secondary coil combined with this primary side coil, and said capillary for starting is supplied. An electrodeless discharge lamp lighting device given in any 1 term of claim 3 characterized by putting said electrodeless discharge lamp into operation thru/or claim

6.

DETAILED DESCRIPTION

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Industrial Application] This invention relates to the electrodeless discharge lamp lighting device using the possible inverter circuit and the inverter circuit concerned of application for a electric-discharge lamp load, a motor load, a radio heating load, an antenna load, etc.

[0002]

[Description of the Prior Art] The electrodeless discharge lamp lighting device is long lasting from the electrode not being prepared in the interior of the lamp of an electrodeless discharge lamp, and is equipped with two outstanding descriptions of being efficient, from supply of energy being made by resonance. In this electrodeless discharge lamp lighting device, in order to supply energy by resonance to an electrodeless discharge lamp, the matching circuit is prepared between the electrodeless discharge lamp and excitation coil which are a load, and the inverter circuit concerning current supply. And it is necessary to supply a low impedance RF high current to the electrodeless discharge lamp and excitation coil which are a load. For this reason, it becomes conditions that Q of resonance of a circuit is very high as a matching circuit, for example, Q is set as 300 thru/or 500. Thus, if the value of the inductance L for resonating and capacitance C displaces the matching circuits where Q of resonance was set up very highly under the effect of a perimeter environment etc. even when they are few, the absolute value and phase (angle of deviation) of an impedance by the side of a load will be changed sharply. For this reason, an input becomes excessive, the switching element of an inverter circuit etc. is destroyed, or an input becomes [too little] conversely and the problem of an electrodeless discharge lamp stopping starting etc. arises.

[0003] Then, detect the electrical potential difference and current which are inputted into a load, the distance between plates of the capacitor of the matching circuit which consists of a mechanical configuration is made to displace mechanically according to the phase contrast, and the technique of holding the condition of a matching circuit to an optimum state is known.

[0004]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] However, according to the above-mentioned conventional technique, it is easy to separate under mechanical control, therefore the effect of a mechanical shock or a hysteresis from an optimum state simply, and there is a trouble that a response is slow. This trouble is also a

trouble of the inverter circuit which does not correct picking, either but supplies power to the severe load of such matching conditions.

[0005] This invention tended to solve the trouble of the inverter circuit used for the above conventional electrodeless discharge lamp lighting device and this above, it was made, and the purpose is offering the electrodeless discharge lamp lighting device and inverter circuit to which a response can operate on early and the always optimal conditions.

[0006]

[Means for Solving the Problem] Then, a current detection means to detect the current which flows to said load to the inverter circuit which changes a direct current into an alternating current and is supplied to a load in this invention, A phase contrast detection means to detect the phase contrast of an electrical-potential-difference detection means to detect the electrical potential difference impressed to said load, and the electrical potential difference which this electrical-potential-difference detection means detected and the current which said current detection means detected, The inverter direct-current control means which controls the direct current voltage given to said inverter circuit based on the detection result of this phase detection means was made to have, and the inverter circuit was constituted.

[0007] Furthermore, the body of the electrodeless discharge lamp made to generate the ring plasma in this invention in response to the energy given by the electromagnetic coupling, The excitation coil which carries out an electromagnetic coupling to the body of this electrodeless discharge lamp, and supplies energy, A current detection means to be the inverter circuit which uses said body and said excitation coil as a load, and to detect the current which flows to this load, A phase contrast detection means to detect the phase contrast of an electrical-potential-difference detection means to detect the electrical potential difference impressed to this load, and the electrical potential difference which this electrical-potential-difference detection means detected and the current which said current detection means detected, The inverter circuit equipped with the inverter direct-current control means which controls the direct current voltage given to said inverter circuit based on the detection result of this phase detection means was made to provide, and the electrodeless discharge lamp lighting device was constituted.

[0008]

[Function] According to the inverter circuit concerning the above-mentioned configuration, the direct current voltage which the phase contrast of the current and electrical potential difference which are supplied to the load is detected, and is given

to an inverter circuit based on this phase contrast is risen or reduced suitably, and it works so that a variation rate may be carried out to the value of a request of phase contrast. That is, direct current voltage is changed according to fluctuation of the value of the impedance of a load, and a phase, and the optimal matching condition appears this inverter circuit.

[0009] Moreover, according to the electrodeless discharge lamp lighting device concerning the above-mentioned configuration, an inverter circuit changes direct current voltage according to fluctuation of the value of the impedance of the electrodeless discharge lamp which is a load, and an excitation coil, and a phase, appears the optimal matching condition, returns resonance conditions to a proper condition, and prevents the starting impossible of destruction of a device, or a lamp.

[0010]

[Example] Hereafter, the example of this invention is explained with reference to an accompanying drawing. In each drawing, the configuration to which the same sign was given is the same configuration, and omits the overlapping explanation. The example of an electrodeless discharge lamp lighting device is shown in drawing 1. In this example, the electrical potential difference outputted by the switching regulator 1 is given to the drain of FET-T1 which is a switching element. The source of FET-T1 is connected to the drain of FET-T2, and the source of FET-T2 is grounded. FET-T1 and FET-T2 are driven by the sine wave of the predetermined frequency (for example, 13.56 MHz) outputted from the drive circuit 2, and output the RF supplied to an electrodeless discharge lamp. The outputted high frequency is given to the excitation coil L through the matching circuit constituted by Capacitors Cs and Cp. The electrical potential difference between both ends of the excitation coil L is given through a capacitor C3 to the capillary 7 for starting. The capillary 7 for starting has the configuration from which the interior of a glass tube was made into the vacuum, and was stopped. The body 6 of a lamp is joined to the capillary 7 for starting. The body 6 of a lamp has the configuration with which a krypton and NaI were enclosed in the quartz-glass ball in the air. In order to give the high voltage to the capillary 7 for starting, to generate the plasma at the time of starting and to carry out induction of the plasma to the body 6 of a lamp, it is the excitation coil L to the capacitor C3. It minds and they are a coil L1, a capacitor C4, and resistance R1. An electric power supply is made in the starter circuit connected to juxtaposition. Switch SW shows the switch for a start.

[0011] In this example, in order to detect the electrical potential difference impressed to a load side, the capacitor divider which consists of a series circuit of capacitors C1 and C2 is connected between the drain of FET-T2, and a ground, and the electrical

potential difference between both ends of a capacitor C2 is taken out with a coaxial cable 4. Furthermore, in order to detect the current which flows from the drain of FET-T2 to the excitation coil L side, it is prepared in the path in which the current transformer 3 results from the drain of FET-T2 to Capacitor Cs. In the secondary coil of the KARANTO transformer 3, resistance R2 was connected to juxtaposition and the above-mentioned current is taken out with the coaxial cable 5 as an electrical potential difference produced among the both ends of this resistance R2. In addition, between coaxial cables 4 and 5 and a ground, terminators R3 and R4 are connected, respectively.

[0012] The electrical potential difference taken out with the coaxial cable 4 is given to a phase comparator 8 through the coil L2 which constitutes a low pass filter, a coupling capacitor C5, and Inverters 9A and 9B. In order for predetermined to prevent destruction of the device of an inverter circuit etc. and for it to make starting of an electrodeless discharge lamp smooth for it that the phase is progressing [the electrical potential difference given to a load] to a current, Inverters 9A and 9B delay an electrical potential difference, are given to a phase comparator 8, and make a phase comparison with a current perform. That is, when an electrodeless discharge lamp lighting device is an optimum state, supposing it detects that the phase of an electrical potential difference and a current is a predetermined value in a phase comparator 8, only the amount of delay according [the phase of an electrical potential difference] to the above-mentioned inverters 9A and 9B is progressing further in fact. If phase contrast becomes small on the basis of this phase contrast, the idle period of PWM will be made [many], and conversely, if the above-mentioned phase contrast becomes large, the idle period of PWM will be lessened.

[0013] The signal concerning the current taken out with the coaxial cable 5 is given to a phase comparator 8 through the coil L3 and coupling capacitor C6 which constitute a low pass filter. In a phase comparator 8, the phase of the detecting signal of the electrical potential difference and current which came is compared, and the pulse of the pulse width according to phase contrast is outputted. This pulse results to the integrating circuit of the resistance R5 and the capacitor C7 which constitute a low pass filter, and is changed into the electrical potential difference of pulse width. This electrical potential difference is given to the error amplifier 10, is made into the electrical potential difference according to a difference with a predetermined electrical potential difference in here, and is sent out to a pulse width modulator 11. A pulse width modulator 11 controls the idle period of a pulse output according to the output of the error amplifier 10, and performs a pulse output. The pulse outputted

from the pulse width modulator 11 is given to the base of transistor T3. Transistor T3 is prepared in the supply path of the direct current voltage supplied to a switching regulator 1. Direct current voltage has arrived at P1 and P2 endpoint from the power source. The drive control circuit 12 is a circuit which controls the drive actuation by the drive circuit 2, although the output of the sine wave of 13.56 MHz is controlled, acquires phase contrast information and may usually be made to control a required frequency by the path 13 or path 14 shown with a broken line.

[0014] In the above-mentioned electrodeless discharge lamp lighting device, since the output level of the error amplifier 10 will decline if phase contrast becomes less than the above-mentioned predetermined value, a pulse width modulator 11 enlarges the idle period of a pulse output, lengthens the "off" period of transistor T3, and lowers the electrical potential difference supplied to a switching regulator 1. Moreover, with the above, since the output level of the error amplifier 10 will rise if phase contrast becomes larger than a predetermined value conversely, a pulse width modulator 11 shortens the idle period of a pulse output, lessens the "off" period of transistor T3, and raises the electrical potential difference supplied to a switching regulator 1. When phase contrast is a predetermined value, it cannot be overemphasized that a pulse with a suitable idle period is outputted from a pulse width modulator 11, control of transistor T3 is made, and a suitable electrical potential difference is given to a switching regulator 1. When it ** and phase contrast decreases, a load will reduce an electrical potential difference in the series resonance condition in view of being a value with load impedance very small soon, and will prevent a fault input.

[0015] In addition, although the detecting signal of an electrical potential difference is delayed above, even when phase contrast was a predetermined value, the idle period concerned was suitably secured so that a pulse with a suitable idle period might be outputted and phase contrast becomes below the above-mentioned predetermined value, FET-T1 and the electrical potential difference between source drains of T2 fall to near a zero volt, and can realize equipment with them. [there are few charge-and-discharge losses and efficient] Although this example is using the electrodeless discharge lamp as the load, it can apply the inverter circuit concerned to the load which has the same property. Furthermore, although inverter direct current voltage was made to control by this example continuously according to phase contrast, the phase is set as phase contrast and inverter direct current voltage is controlled by other examples for every phase of the. The same effectiveness is expectable with this control system.

[0016] In the above-mentioned configuration, if the current transformer 3 is

constituted as shown in drawing 2 , effect of a noise can be lessened. The toroidal core 21 constitutes the current transformer 3. A coaxial cable 22 is inserted in the hole established in the center section of the toroidal core 21, and let the inside lead wire 23 be a primary coil (current path of a detection current). The outside lead wire 24 of a coaxial cable 22 is grounded. A hole 26 is drilled in the predetermined location of the circuit board 25, and the toroidal core 21 is embedded in this hole 26, it stretches so that the edge of the circuit board 25 which faces the above-mentioned inside lead wire 23 a hole 26 may be connected to one straight line, and it connects with delivery and the electric conduction pattern which is not illustrated. By the starting configuration, the electrostatic shield of the primary coil is carried out, further, a primary coil serves as the shortest die length, and generating of an inductance can be lessened. In addition, the quality of the material of a core uses the dust of cull BONIRU iron. The permeability of this quality of the material is about 8, and guarantees magnetic coupling required for a current transformer, and does not give an inductance to a primary coil.

[0017] In drawing 1 , signs 15, 16, and 17 show the location which can connect a phase adjustment component. As this phase adjustment component, the component from which capacitance serves as dominance is used. Since the component of an inductance component may be combined with a high-frequency field, a phase may be made to produce an error, a parasitism inductance may produce the component of a resistance component slightly in the current path between the components or substrate patterns which are connected to this and an error may arise in a phase by this, as for these components, not using is desirable.

[0018] The electrical potential difference of the above-mentioned electrodeless discharge lamp lighting device and the configuration of current detection can be constituted like drawing 3 . A pudding, the drain of FET-T1 which is a switching element through the electric conduction patterns 31 and 32 on a substrate, and the source of FET-T2 are given from the power source of switching regulator 1 grade, and the source of FET-T1 and the drain of FET-T2 are connected to the electric conduction pattern 33. Between the electric conduction pattern 33 and the electric conduction pattern 32, the series circuit of the capacitor dividers C1 and C2 is connected. A coaxial cable 22 connects with a matching circuit side from the electric conduction pattern 33. A control section 30 summarizes the configuration which results from the coaxial cables 4 and 5 in drawing 1 to a pulse width modulator 11. Now, in this configuration, the electric conduction pattern 32 is made into stabilization potential (for example, ground potential), the outside lead wire of each coaxial cables 4,

5, and 22 is connected, and it is led to a points of the electric conduction pattern 32. In addition, Drain D and Source S which FET-T1 and FET-T2 which are a switching element have a main-electrode pair and a control-electrode pair, and are connected to the electric conduction patterns 31, 32, and 33 are a main-electrode pair, and remaining Gates G and Sources S are control-electrode pairs. This control-electrode pair is connected to the drive circuit 2.

[0019] However, according to this configuration, in spite of making drive control to a control-electrode pair (Gate G and the source (S) of a free condition of drawing), as an electrical-potential-difference current by the side of a load, the signal is detected from the main-electrode pair (Drain D, the source (S) which are connected to the electric conduction patterns 31, 32, and 33). That is, to the stabilization potential of an actual drive being the source S of a control-electrode pair, the stabilization potential of the signal for phase contrast detection is the source S of a main-electrode pair, and a detection error produces it according to the potential difference of both stability potential.

[0020] Then, as shown in drawing 4 , the outside lead wire of each coaxial cables 4, 5, and 22 is connected to the source S of a control-electrode pair of FET-T2 in common. That is, let the source S of a control-electrode pair be stabilization potential (for example, ground potential). Consequently, the stabilization potential of an actual drive and the stabilization potential of the signal for phase contrast detection serve as a place in agreement, and it is lost that an error is included of them in a detecting signal. The circuitry of this example is shown in drawing 5 (a). In this circuit, the end of one terminal resistance R2 of an electrical-potential-difference detecting element (divider according to the series-connection circuit of Resistance RA and RB here) and the end of the secondary coil of the current transformer 3 are connected to the ground which connects power-source 1A and the matching circuit 38, and also as shown in (b) of drawing 5 , common connection of the source Ss of a control-electrode pair of FET-T2 and the source Sm of a main-electrode pair is made, and let them be ground potential. It is lost that the ground potential and the stabilization potential of a drive circuit which are the stabilization potential of the electrical-potential-difference current to detect are communalized by this configuration, and an error is included in a detecting signal.

[0021] Other examples of a configuration of the electrodeless discharge lamp lighting device of drawing 4 are shown in drawing 6 . In this example, electric conduction pattern 33A by which connection was made by the source of FET-T1 and the drain of FET-T2 is directly extended to a matching circuit side. And electric conduction

pattern 32A connected to the source of a main-electrode pair of FET-T2 is not extended to a matching circuit side, but between the electric conduction pattern 61 connected to the matching circuit and electric conduction pattern 32A is connected with a coaxial cable 22, and the current transformer 3 detects a current. Other configurations are the same as that of drawing 4. As well as the ability to detect the current by the side of a load, the ground potential and the stabilization potential of a drive circuit which are the stabilization potential of the electrical-potential-difference current to detect are communalized by the starting configuration, and that an error is included in a detecting signal does so the effectiveness of being lost, by it.

[0022] Now, in an electrodeless discharge lamp lighting device, at the time of lighting, as the electrodeless discharge lamp which is a load acts as resistance, the current I which flows for a load serves as suitable magnitude and it is shown in drawing 7 (a), it flows. And Current I falls, and when an electrical potential difference V serves as zero, it is controlled so that Current I serves as zero, as an electrical potential difference V falls from the threshold electrical potential difference V_{th} of a switching element and serves as zero. However, at the time of starting, since the excitation coil L with very few very few starting circuits and resistance components of power consumption served as a load, as it was shown in drawing 7 (b), Current I became excessive, and there was a danger that destruction of a component would arise. In addition, when a period (namely, idle period) until an electrical potential difference V falls from the threshold electrical potential difference V_{th} and serves as zero is above to some extent, and Current I flows very greatly, Current I flows continuously at the above-mentioned idle period, even if an electrical potential difference V becomes below zero, the flow of a current does not stop, but undershooting arises on the electrical potential difference V between the both ends of a switching element, and an electrical potential difference V_r is produced. This electrical potential difference V_r disappears by charge of a switching element in the period of ON of the following switching element. However, cancellation of the electrical potential difference V_r by this charge was energy loss, and was not desirable.

[0023] Then, the configuration of an electrodeless discharge lamp lighting device is constituted like drawing 9. In the configuration of FET-T1 and the drive circuit which gives a drive signal to the gate of T2 through Transformer Tr , the amplifier 62 of D class (Class A, Class B, etc. are good) is installed between the source 64 (for example, 13.56MHz) of a drive signal, and Transformer Tr , and it controls to switch the gain. This control is performed by the starting tense circuit 63. The starting tense circuit 63 incorporates a lightwave signal from a photosensor 65, detects whether it is an

electrodeless discharge lamp at the starting time, and when it is at the starting time, it outputs a control signal to amplifier 62, and it controls it to make high the electrical potential difference of the sine wave which is a drive signal. That is, it controls to make gain of amplifier 62 high. Next, if it detects that the electrodeless discharge lamp changed into the lighting condition from the output of a photosensor 65, the starting tense circuit 63 will output a control signal to amplifier 62, and will control it to make low the electrical potential difference of the sine wave which is a drive signal. That is, it controls to make gain of amplifier 62 low.

[0024] The sine wave when performing the above-mentioned control is shown in drawing 8. V_n has shown the electrical potential difference at the time of V_s and lighting for the electrical potential difference at the time of starting. When the threshold electrical potential difference of a switching element is set to V_{th} , it turns out that time amount until the idle period at the time of starting becomes short with t_4-t_5 , and an electrical potential difference V_s falls from the threshold electrical potential difference V_{th} and serves as a zero bolt to the idle periods at the time of lighting being t_3-t_6 at the time of starting is very short. Consequently, at the time of starting, as shown in drawing 7 (b), the load current I becomes large, but since time amount until a drive electrical potential difference is made high and serves as a zero bolt from the threshold electrical potential difference V_{th} is short, the electrical potential difference between both ends of a switching element stops being able to produce undershooting easily, and drain dissipation decreases sharply. When the threshold electrical potential difference V_{th} incidentally set the electrical potential difference V_s at the time of 7V and starting to 13V for the electrical potential difference V_n at the time of lighting using the switching element which is 3.5V, it was able to compare, although the drain dissipation at the time of driving by 7V also at the time of starting was 163.3W, and has improved to 31.2W.

[0025] In addition, in other examples, although the electrical potential difference of a drive signal was controlled by gain control of amplifier 62, when it controls to carry out constant power actuation of the DC power supply which are power sources of the above-mentioned amplifier 62 and the load current I increases that is, it controls by the above-mentioned example to enlarge supply voltage V_d of the above-mentioned amplifier at the time of starting. Also by this, a drive electrical potential difference can be made high at the time of starting, time amount until it becomes a zero bolt from the threshold electrical potential difference V_{th} can be shortened, and a comb and drain dissipation can be decreased sharply for the electrical potential difference between both ends of a switching element to produce undershooting.

[0026] In an electrodeless discharge lamp lighting device, it is as above-mentioned that it is necessary to supply a low impedance high frequency high current to the electrodeless discharge lamp and excitation coil which are a load, and it becomes conditions that Q of resonance of a circuit is very high as a matching circuit. Moreover, a coil L1, a capacitor C4, and resistance R1 Also in the starter circuit (drawing 1) connected to juxtaposition, in order to control loss to the minimum, Q of resonance of a circuit is set up highly. Therefore, both circuits have the special feature of changing a current value sharply by fluctuation of the constant of each component. However, in the electrodeless discharge lamp lighting device, if actuation of the Maine circuit was not stable even if the Maine circuit and starter circuit which include a matching circuit like drawing 1 are connected to juxtaposition and actuation of a starter circuit was stabilized, actuation of a starting circuit became unstable under the effect, and suitable starting operation may not have been made. Then, it carries out using DC chopper circuit as shows the input of a high frequency inverter circuit to drawing 10 thru/or drawing 12 , and a secondary coil is wound around the charge inductor, the high voltage is obtained, and it is impressed by the capillary 7 for starting.

[0027] DC chopper circuit of drawing 10 is a circuit called a pressure-lowering mold DC chopper. In this circuit, the driving signal of predetermined frequency is given to the gate of FET71 which constitutes the switching section, the direct current voltage concerning an input is switched, and inductor 75A which constitutes a smoothing circuit, and a capacitor 73 send out to the circuit connected in the shape of L character through diode 72. A capacitor 74 is a capacitor for charge storages. It considers as the configuration which winds secondary coil 75B around the above-mentioned inductor 75A, obtains the high voltage, and is impressed to the capillary 7 for starting. The output of this DC chopper is given to the inverter circuit of the Maine circuit. By this configuration, he can obtain the high voltage for starting stably, and exact starting operation does. That is, since starting voltage is obtained by association by the inductor, it is not influenced of the Maine circuit and the starting characteristic is stabilized.

[0028] Drawing 11 shows a pressure-up mold DC chopper, and drawing 12 R> 2 shows a back boost mold DC chopper. Since starting voltage is obtained by association by the inductor also by these, the same effectiveness is expectable. In other examples, the high voltage for starting is obtained by the pressure up which used the 3rd coil of an insulating mold DC-DC converter, and it is impressed by the capillary 7 for starting. Effectiveness with the same said of the starting configuration is done so. In addition,

as for the frequency of the driving signal which is given at the gate of FET71 which constitutes the switching section in any case, it is desirable to exceed 1MHz. That is, i is expressed with omega valve flow coefficient when line capacity of the path in which the current which flows this angular frequency in omega and flows the high voltage obtained to V and the capillary 7 for starting is resulted [from i and a high-tension circuit] to a gland through the capillary 7 for starting and the body 6 of an electrodeless discharge lamp is set to C . What is necessary is just to enlarge omega, in order to obtain predetermined i here, since C is about 0.5–5pF. Then, the electrical potential difference V to impress can be reduced, insulation can be raised, and corona loss is reduced. Moreover, effectiveness is size, when omega is enlarged, a charge inductor or a transformer can be miniaturized and there is the need of coiling many coils around high-pressure generating, like this example especially.

[0029] FET is adopted as a switching element by the inverter circuit in the above-mentioned electrodeless discharge lamp lighting device, and when the parasitism diode of this FET constitutes the current path of a reflux current, in it, the above-mentioned inverter circuit constitutes a current resonance form inverter, so that clearly [drawing 1 etc.]. However, in the above-mentioned inverter circuit, for actuation by high frequency, the period when parasitism diode changes from a forward bias to reverse bias is short, and may be unable to complete discharge of stored charge within this period. Un-completing [of this discharge] had rapidly the fault which appears the destructive mode in which a current flows in the hard flow of FET, when ON control of FET was carried out.

[0030] Then, an inverter circuit is constituted like drawing 13 . Resistance R_d is connected between the sources of FET2 and the glands which are the switching element of an inverter circuit, a capacitor C_9 is minded for the forward current of the parasitism diode D_2 , and it is an electrical potential difference V_M . It detects by carrying out. The electrical potential difference which pressured V_{cc} partially by resistance R_8 and R_9 is given to the noninverting terminal of a comparator 81, and it is the reference electrical potential difference V_{REF} in a reversal terminal. It is given. The output of a comparator 81 is given to the zero signal hold circuit 82, and the output of the zero signal hold circuit 82 is given to the base of the transistor 83 which is the switch of the supply voltage of a drive circuit.

[0031] If un-completing [of discharge of the parasitism diode D_2] has arisen in the starting circuit, the moment FET-T2 turned on, the source potential V_a sways greatly to a minus side, as shown in drawing, it minds the differential circuit of a capacitor C_9 and resistance R_9 , and is the reference electrical potential difference V_{REF} in the

noninverting terminal of a comparator 81. A low electrical potential difference appears. Consequently, a zero signal is outputted to an output in the shape of a pulse at a comparator 81, the zero signal hold circuit 82 holds this, a transistor 83 is turned off, the supply voltage V_{cc} of a drive circuit is intercepted, and protection of a component is achieved.

[0032] In addition, although detected only about the parasitism diode D2 in the inverter circuit concerning this example, it is detection **** about un-completing [of the discharge about the parasitism diode D1 in other examples]. By doing in this way, more certainly, destructive mode can be detected and protection of a component can be aimed at. Moreover, in other examples, in order to detect the forward current of parasitism diode, the resistance for detection is prepared in a drain side. Moreover, in other examples, the electrical potential difference corresponding to the current value of the current which flows through parasitism diode using the peak hold circuit of the electrical potential difference of a negative side is obtained, this is led to a comparator, and the comparison with a reference electrical potential difference is performed. Furthermore, in other examples, only the electrical potential difference of a negative side is taken out using diode, and the electrical potential difference corresponding to the current value of the current which integrates an integrating circuit and flows through parasitism diode is detected. The same effectiveness is done so also according to such an example.

[0033] Now, the inverter circuit of this invention was applied to the electrodeless discharge lamp lighting device, the low impedance high frequency high current needed to be supplied to the electrodeless discharge lamp and excitation coil which are a load, and the matching circuit was prepared. And it is as above-mentioned that it becomes conditions that Q of resonance of a circuit is very high as this matching circuit, and a very severe precision was demanded. For example, change of the capacity value of the capacitor C_s of a matching circuit (refer to drawing 1) 1% will change an output 20%. Then, an inverter circuit with little output fluctuation is offered irrespective of change of the impedance by the side of a load.

[0034] The important section of the electrodeless discharge lamp lighting device which applied the inverter circuit concerning an example to drawing 14 is shown. The electrodeless discharge lamp and the starter circuit are omitted in this example. For example, a source power supply 91 is changed into a direct current in a power supply section 92, and it gives to the inverter section 93. The inverter section 93 has composition which drives a switching element by the sine wave through a transformer, and the sine wave which is a drive signal is outputted from a driver 94. The output of

the inverter section 93 is given through the matching circuit 95 to a load side. In this example, since the output voltage to a load and the output voltage of a power supply section 92 have correlation, the output voltage of a power supply section 92 is taken out in the electrical-potential-difference pickup section 97, and it leads to the power control section 96. Moreover, since the current which flows to a load side, and the output current of a power supply section 92 have correlation, the output current of a power supply section 92 is taken out in the current pickup section 98, and it leads to the power control section 96. The electrical-potential-difference pickup section 97 consists of capacitor dividers as stated above etc., and the current pickup section 98 is constituted by the current transformer as stated above etc.

[0035] Based on the output voltage and the output current which were detected, the power control section 96 controls a power supply section 92 so that power always serves as predetermined. That is, amplifier is prepared for a power supply section 92, control which fluctuates the operating point is performed, and output power is held to predetermined. Consequently, since the output voltage to a load and the output voltage of a power supply section 92 have correlation and the current which flows to a load side, and the output current of a power supply section 92 have correlation, if the phase angle of load impedance becomes small, input voltage will be reduced, and if the phase angle of load impedance becomes large, control which raises input voltage will be made conversely.

[0036] Conventionally, if the phase angle of a load becomes small in a circuit, in case it is switching, the electrical potential difference impressed to the output side of a switching element will increase, and valve flow coefficient² loss will also increase. It is the electrical potential difference on which C is an output capacitance and V is impressed here to the both ends of a switching element at the time of switching. However, supply voltage will be reduced by the constant power control by the above-mentioned example circuit if the phase angle of a load becomes small. Therefore, the electrical potential difference V impressed to the both ends of a switching element at the time of switching does not become large, but can control the increment in valve flow coefficient² loss. And even if it changes over the range where the angle of deviation of the impedance of a load is fairly large, an output is predetermined and a well head is held. For this reason, it is suitable for the lighting device of the electrodeless discharge lamp which is the load which changes over the range where the angle of deviation of an impedance is fairly large.

[0037] The above-mentioned inverter circuit constitutes an electrodeless discharge lamp lighting device in drawing 15 and drawing 16 , and the response characteristic at

the time of driving is shown in them. In drawing 15, when fluctuating the capacitor C_s of a matching circuit, it changes with a curve with convex direct-current input voltage, and it increases as the error whose phase leading reverse current is C_s carries out a variation rate to a minus side. The output current defines a phase leading reverse current as the actual value of the current which is flowing to the reverse sense with the electrical potential difference concerning each FET, while the phase is progressing rather than output voltage. Also as for the charge which parasitism diode is easy to be turned on, so that this phase leading reverse current is large, and is accumulated in parasitism diode, discharge becomes is hard to be completed within the period when parasitism diode changes from a forward bias to reverse bias. Therefore, for circuit protection, it is desirable to suppress this phase leading reverse current below to a predetermined value. However, an output and drain effectiveness hold about 1 constant value. It turns out that 80 volts or less are changed in direct-current input voltage, and a phase leading reverse current may change C_s **6% on conditions 12A or less. Drawing 16 is a response characteristic at the time of making the peak value of a drive electrical potential difference control by the circuit which it compared with the equipment of drawing 15, and C_p of a matching circuit and the inductance of the excitation coil L were raised 10%, and was further constituted like drawing 9 according to the size of inverter input voltage. Thus, controlling a drive electrical potential difference will control the idle period of an inverter as shown in drawing 8. ** -- using control [like] together -- valve flow coefficient² The increment in a loss is controlled further and can maintain a well head over the large range. When an input current or the load current increases and input voltage declines by this, it is high and an input current or the load current decreases a drive electrical potential difference conversely, and when input voltage rises by this, the control should just reduce a drive electrical potential difference, as it was mentioned above. It turns out that C_s may be changed from this property **7.2% if a phase leading reverse current is made into conditions 8A or less, and C_s may be changed **8% if a phase leading reverse current is made into conditions 12A or less. It **, and is not based on dispersion in a component, but exact actuation can be secured. Furthermore, modulated light control can also be performed by controlling this input power. Even in this case, if control of a gate drive electrical potential difference is used together, it is effective in taking the large modulated light range and being able to maintain a well head.

[0038] In addition, since power control is exactly the phase control of the electrical potential difference and current which were detected, other examples control the phase of the electrical potential difference and current which were detected by the

power control section 96, and consider it as power control.

[0039]

[Effect of the Invention] As explained above, according to the inverter circuit of this invention, the direct current voltage which the phase contrast of the current and electrical potential difference which are supplied to the load is detected, and is given to an inverter circuit based on this phase contrast rises or falls suitably, direct current voltage is changed according to fluctuation of the value of the impedance of a load, and a phase, and the optimal matching condition appears.

[0040] Furthermore, an inverter circuit is equipped with the switching element in which the main-electrode pair and the control-electrode pair were prepared separately. the path in which it results to a phase contrast detection means consists of an electrical-potential-difference detection means and a current detection means with a coaxial cable -- having -- the outside of this coaxial cable, since the conductor is connected to the stabilization potential side edge child among the control-electrode pairs of said switching element The stabilization potential of the signal by the side of detection and a drive is in agreement, little detection with error is guaranteed, and control is made into a positive thing.

[0041] As explained above, according to the electrodeless discharge lamp lighting device of this invention, an inverter circuit changes direct current voltage according to fluctuation of the value of the impedance of the electrodeless discharge lamp which is a load, and an excitation coil, and a phase, appears the optimal matching condition, returns resonance conditions to a proper condition, and prevents the starting impossible of destruction of a device, or a lamp.

[0042] Since the supply voltage given to said inverter circuit is controlled according to the electrodeless discharge lamp lighting device of this invention so that the electrical potential difference and current of DC power supply of an inverter circuit are detected and the power which is the product serves as predetermined as explained above, even if it changes over the range where the angle of deviation of the impedance of a load is fairly large, an output is predetermined and a well head is held. That is, dispersion in the component by the side of a load is compensated, and predetermined output appearance actuation is made.

[0043] Since the matching circuit which plans these impedance matching is prepared between a load and an inverter circuit according to the electrodeless discharge lamp lighting device of this invention as explained above, lighting actuation of an efficient electrodeless discharge lamp is made.

[0044] Since according to the electrodeless discharge lamp lighting device of this

invention it has a switching element and the drive circuit which drives this switching element by the sine wave, and the sinusoidal voltage for said drive is increased at the time of starting of an electrodeless discharge lamp, as explained above, and time amount until a drive electrical potential difference is made high and serves as a zero bolt from the threshold electrical potential difference V_{th} is short, the electrical potential difference between both ends of a switching element stops being able to produce undershooting easily, and drain dissipation decreases sharply.

[0045] Since according to the electrodeless discharge lamp lighting device of this invention it has a switching element and the drive circuit which drives this switching element by the sine wave, and the sinusoidal voltage for said drive is increased at the time of starting of an electrodeless discharge lamp, as explained above, and time amount until a drive electrical potential difference is made high and serves as a zero bolt from the threshold electrical potential difference V_{th} is short, the electrical potential difference between both ends of a switching element stops being able to produce undershooting easily, and drain dissipation decreases sharply.

[0046] Since DC chopper circuit which gives supply voltage to an inverter circuit is prepared, an inductor or a transformer is formed in this DC chopper circuit, an electrical potential difference is obtained from this inductor or the secondary coil of a transformer, it was made to use for starting of an electrodeless discharge lamp according to the electrodeless discharge lamp lighting device of this invention as explained above and starting voltage is obtained by association by the inductance, it is not influenced of the Maine circuit and the starting characteristic is stabilized.

DESCRIPTION OF DRAWINGS

[Brief Description of the Drawings]

[Drawing 1] The block diagram of the example of this invention.

[Drawing 2] The perspective view showing the structure of the important section of the example of this invention.

[Drawing 3] The block diagram of the example of this invention.

[Drawing 4] The block diagram of the example of this invention.

[Drawing 5] The block diagram of the example of this invention.

[Drawing 6] The block diagram of the example of this invention.

[Drawing 7] Drawing showing the electrical-potential-difference current wave form at the time of electrodeless discharge lamp lighting and starting.

[Drawing 8] Drawing showing the current wave form at the time of electrodeless

discharge lamp lighting by the example of this invention, and starting.

[Drawing 9] The block diagram of the example of this invention which realizes actuation of drawing 8 .

[Drawing 10] The block diagram of the example of this invention.

[Drawing 11] The block diagram of the example of this invention.

[Drawing 12] The block diagram of the example of this invention.

[Drawing 13] The block diagram of the example of this invention.

[Drawing 14] The block diagram of the example of this invention.

[Drawing 15] The circuit response Fig. showing the effectiveness by the example of drawing 14 .

[Drawing 16] The circuit response Fig. showing the effectiveness by the example of drawing 14 .

[Description of Notations]

1 Switching Regulator 2 Drive Circuit

3 Current Transformer 4 Five Coaxial Cable

7 Body of Electrodeless Discharge Lamp 8 Phase Comparator

10 Error Amplifier 11 Pulse Width Modulator

12 Drive Control Circuit 30 Control Circuit

81 Comparator 82 Zero Signal Hold Circuit

83 Transistor 91 Source Power Supply

92 Power Supply Section 93 Inverter Section

94 Driver 95 Matching Circuit

96 Power Control Section 97 Electrical-Potential-Difference Pickup Section

98 Current Pickup Section

THIS PAGE BLANK (USPTO) -

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平6-76971

(43) 公開日 平成6年(1994)3月18日

(51) Int.Cl.⁵

H 0 5 B 41/24

識別記号

庁内整理番号

M 9249-3K

F I

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数 8 (全 16 頁)

(21) 出願番号 特願平4-232365

(22) 出願日 平成4年(1992)8月31日

(71) 出願人 000003757

東芝ライテック株式会社

東京都品川区東品川四丁目3番1号

(72) 発明者 荒木 建次

東京都港区三田一丁目4番28号 東芝ライ
テック株式会社内

(72) 発明者 横関 一郎

東京都港区三田一丁目4番28号 東芝ライ
テック株式会社内

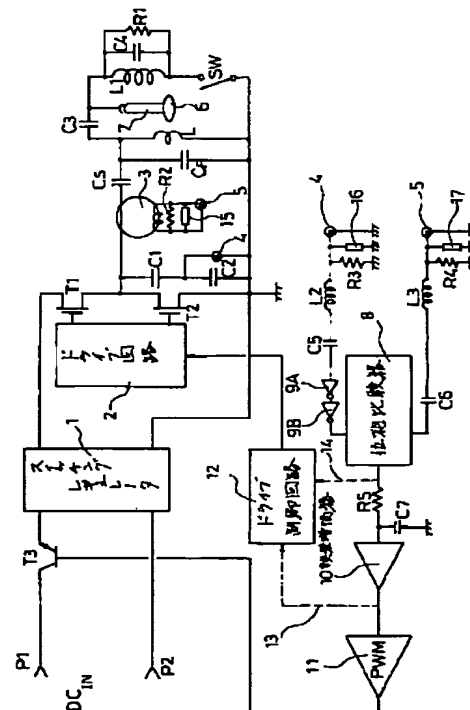
(74) 代理人 弁理士 本田 崇

(54) 【発明の名称】 インバータ回路及びそれを用いた無電極放電ランプ点灯装置

(57) 【要約】

【目的】 本発明に係るインバータ回路は、負荷に対して最適な状態で電力供給を行う。本発明に係る無電極放電ランプ点灯装置は、常に最適な状態で動作する。

【構成】 本発明に係るインバータ回路は、直流を交流に変換して負荷に供給するインバータ回路に、前記負荷に対して流れる電流を検出する電流検出手段と、前記負荷に対して印加される電圧を検出する電圧検出手段と、この電圧検出手段が検出した電圧と前記電流検出手段が検出した電流との位相差を検出する位相差検出手段と、この位相検出手段の検出結果に基づき前記インバータ回路に与える直流電圧を制御するインバータ直流制御手段とを備える。本発明に係る無電極放電ランプ点灯装置は、電磁結合により与えられるエネルギーを受けてリングプラズマを発生させる無電極放電ランプの本体と、この無電極放電ランプの本体と電磁結合しエネルギーを供給する励起コイルと、前記本体及び前記励起コイルを負荷とする上述のインバータ回路とを備える。



1

【特許請求の範囲】

【請求項1】 直流を交流に変換して負荷に供給するインバータ回路において、

前記負荷に対して流れる電流を検出する電流検出手段と、

前記負荷に対して印加される電圧を検出する電圧検出手段と、

この電圧検出手段が検出した電圧と前記電流検出手段が検出した電流との位相差を検出する位相差検出手段と、

この位相検出手段の検出結果に基づき前記インバータ回路に与える直流電圧を制御するインバータ直流制御手段とを備えることを特徴とするインバータ回路。

【請求項2】 インバータ回路には、主電極対と制御電極対とが別個に設けられたスイッチング素子が備えられ、電圧検出手段と電流検出手段とから位相差検出手段へ到る経路が同軸ケーブルで構成され、該同軸ケーブルの外側導体が、前記スイッチング素子の制御電極対のうち安定電位側端子に接続されていることを特徴とする請求項1に記載のインバータ回路。

【請求項3】 電磁結合により与えられるエネルギーを受けてリングプラズマを発生させる無電極放電ランプの本体と、

この無電極放電ランプの本体と電磁結合しエネルギーを供給する励起コイルと、

前記本体及び前記励起コイルを負荷とするインバータ回路であって、該負荷に対して流れる電流を検出する電流検出手段と、該負荷に対して印加される電圧を検出する電圧検出手段と、この電圧検出手段が検出した電圧と前記電流検出手段が検出した電流との位相差を検出する位相差検出手段と、この位相検出手段の検出結果に基づき前記インバータ回路に与える直流電圧を制御するインバータ直流制御手段とを備えるインバータ回路とを具備したことを特徴とする無電極放電ランプ点灯装置。

【請求項4】 電磁結合により与えられるエネルギーを受けてリングプラズマを発生させる無電極放電ランプの本体と、

この無電極放電ランプの本体と電磁結合しエネルギーを供給する励起コイルと、

前記本体及び前記励起コイルを負荷とするインバータ回路であって、該インバータ回路の直流電源の出力に係る電流を検出する電流検出手段と、前記直流電源の出力に係る電圧を検出する電圧検出手段と、この電圧検出手段により検出される電圧と前記電流検出手段により検出される電流との積である電力が所定となるように、前記インバータ回路に与える電源電圧を制御する電源制御手段とを備えるインバータ回路とを具備したことを特徴とする無電極放電ランプ点灯装置。

【請求項5】 負荷とインバータ回路との間には、これらのインピーダンスマッチングを図るマッチング回路が設けられることを特徴とする請求項3または請求項4に

2

記載の無電極放電ランプ点灯装置。

【請求項6】 インバータ回路には、スイッチング素子と、このスイッチング素子を正弦波によりドライブするドライブ回路とが備えられ、

無電極放電ランプの始動時に前記ドライブ用の正弦波電圧を増大させるドライブ電圧制御手段を備えたことを特徴とする請求項3乃至請求項5のいずれか1項に記載の無電極放電ランプ点灯装置。

【請求項7】 インバータ回路に対し電源電圧を与えるDCチョッパ回路が設けられ、

該DCチョッパ回路にはトランスが設けられ、該トランスの2次側巻線より電圧を得て、前記無電極放電ランプの始動に用いることを特徴とする請求項3乃至請求項6のいずれか1項に記載の無電極放電ランプ点灯装置。

【請求項8】 無電極放電ランプ本体に接合され、グロー放電により当該本体から前記励起コイルへ到る経路への電流流路となる始動用細管と、

インバータ回路に対し電源電圧を与えるDCチョッパ回路が設けられ、

該DCチョッパ回路にはインダクタの1次巻線が設けられ、該1次側巻線に結合する2次巻線を介して電圧を得て前記始動用細管へ供給し、前記無電極放電ランプの始動を行うことを特徴とする請求項3乃至請求項6のいずれか1項に記載の無電極放電ランプ点灯装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 この発明は、放電灯負荷、電動機負荷、高周波過熱負荷、アンテナ負荷等に適用の可能なインバータ回路及び、当該インバータ回路を用いた無電極放電ランプ点灯装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】 無電極放電ランプ点灯装置は、無電極放電ランプのランプ内部に電極が設けられていないことから、長寿命であり、共振によってエネルギーの供給がなされることから高効率であるという2つの優れた特徴を備えている。この無電極放電ランプ点灯装置においては、無電極放電ランプに対し共振によってエネルギーを供給するため、負荷である無電極放電ランプ及び励起コイルと電源供給に係るインバータ回路との間にマッチング回路を設けている。そして、負荷である無電極放電ランプ及び励起コイルに対し低インピーダンスな高周波大電流を供給する必要がある。このため、マッチング回路としては、回路の共振のQが極めて高いことが条件となり、例えば、Qは300乃至500に設定される。このように共振のQが極めて高く設定されたマッチング回路は、共振を行うためのインダクタンスL、キャパシタンスCの値が、周囲環境の影響等により僅かでも変位すると、負荷側のインピーダンスの絶対値及び位相（偏角）が大きく変動する。このため、入力が過大となりインバータ回路のスイッチング素子等が破壊されたり、逆に、

3

入力が過少となり無電極放電ランプが始動しなくなる等の問題が生じる。

【0003】そこで、負荷に inputs する電圧と電流とを検出し、その位相差に応じて、機械的構成よりなるマッチング回路のコンデンサの極板間距離を、機械的に変位せしめ、マッチング回路の状態を最適状態に保持する技術が知られている。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上記の従来技術によると、機械的制御ゆえに、機械的ショックやヒステリシスの影響で簡単に最適状態から外れ易く、また、応答が遅いという問題点がある。この問題点は、取りも直さずこのようなマッチング条件の厳しい負荷に電力を供給するインバータ回路の問題点でもある。

【0005】本発明は、上記のような従来の無電極放電ランプ点灯装置及びこれに用いられるインバータ回路の問題点を解決せんとしてなされたもので、その目的は、応答が早く、また、常に最適な条件で動作できる無電極放電ランプ点灯装置及びインバータ回路を提供することである。

【0006】

【課題を解決するための手段】そこで本発明では、直流を交流に変換して負荷に供給するインバータ回路に、前記負荷に対して流れる電流を検出する電流検出手段と、前記負荷に対して印加される電圧を検出する電圧検出手段と、この電圧検出手段が検出した電圧と前記電流検出手段が検出した電流との位相差を検出する位相差検出手段と、この位相差検出手段の検出結果に基づき前記インバータ回路に与える直流電圧を制御するインバータ直流制御手段とを備えさせてインバータ回路を構成した。

【0007】更に、本発明では、電磁結合により与えられるエネルギーを受けてリングプラズマを発生させる無電極放電ランプの本体と、この無電極放電ランプの本体と電磁結合しエネルギーを供給する励起コイルと、前記本体及び前記励起コイルを負荷とするインバータ回路であって、該負荷に対して流れる電流を検出する電流検出手段と、該負荷に対して印加される電圧を検出する電圧検出手段と、この電圧検出手段が検出した電圧と前記電流検出手段が検出した電流との位相差を検出する位相差検出手段と、この位相差検出手段の検出結果に基づき前記インバータ回路に与える直流電圧を制御するインバータ直流制御手段とを備えるインバータ回路とを具備させて無電極放電ランプ点灯装置を構成した。

【0008】

【作用】上記構成に係るインバータ回路によると、負荷に対して供給されている電流と電圧との位相差が検出され、且つ、この位相差に基づきインバータ回路に与える直流電圧を適宜に上昇あるいは低下させて位相差を所望の値に変位させるように働く。つまり、このインバータ回路は、負荷のインピーダンスの値及び位相の変動に

4

じて直流電圧が変更されて、最適なマッチング状態が現出される。

【0009】また、上記構成に係る無電極放電ランプ点灯装置によると、インバータ回路が負荷である無電極放電ランプ及び励起コイルのインピーダンスの値及び位相の変動に応じて直流電圧を変更して、最適なマッチング状態を現出し、共振条件を適正な状態に戻し、デバイスの破壊やランプの始動不能を防止する。

【0010】

【実施例】以下、添付図面を参照して本発明の実施例を説明する。各図において、同一符号の付された構成は、同一の構成であり、重複する説明を省略する。図1には、無電極放電ランプ点灯装置の実施例が示されている。この実施例では、スイッチングレギュレータ1により出力された電圧をスイッチング素子であるFET-T1のドレインに与える。FET-T1のソースは、FET-T2のドレインに接続され、FET-T2のソースは接地されている。FET-T1、FET-T2は、ドライブ回路2より出力される所定周波数（例えば、13.56MHz）の正弦波によりドライブされて、無電極放電ランプに供給される高周波を出力する。出力された高周波は、コンデンサCs、Cpにより構成されるマッチング回路を介して励起コイルLに与えられる。励起コイルLの両端間電圧はコンデンサC3を介して始動用細管7へ与えられる。始動用細管7はガラスチューブの内部が、例えば、真空にされて封じられた構成を有する。始動用細管7には、ランプ本体6が接合されている。ランプ本体6は、中空の石英ガラス球内にクリプトンやNaIが封入された構成を有する。始動時には、始動用細管7に高電圧を与えてプラズマを発生させ、ランプ本体6にプラズマを誘起させるため、励起コイルLからコンデンサC3を介して、コイルL1、コンデンサC4、抵抗R1が並列に接続されたスタート回路に電力供給がなされる。スイッチSWはスタート用のスイッチを示す。

【0011】本実施例では、負荷側に印加される電圧を検出するため、コンデンサC1、C2の直列回路からなるコンデンサデバイダが、FET-T2のドレインとアースとの間に接続され、コンデンサC2の両端間電圧が同軸ケーブル4により取り出される。更に、FET-T2のドレインから励起コイルL側へ流れる電流を検出するために、カレントトランス3がFET-T2のドレインからコンデンサCsへ到る経路に設けられる。カレントトランス3の2次側巻線には、並列に抵抗R2が接続され、上記電流をこの抵抗R2の両端間に生じた電圧として同軸ケーブル5により取り出している。なお、同軸ケーブル4、5とアースとの間には、夫々終端抵抗R3、R4が接続されている。

【0012】同軸ケーブル4により取り出された電圧は、ローパスフィルタを構成するコイルL2、結合コン

5

デンサC5、インバータ9A、9Bを介して位相比較器8へ与えられる。インバータ9A、9Bは、負荷に与えられる電圧が電流に対し所定だけ位相が進んでいることが、インバータ回路のデバイスの破壊等を防止し、無電極放電ランプの始動をスムーズにさせるため、電圧を遅延させて位相比較器8へ与え、電流との位相比較を行わせる。つまり、無電極放電ランプ点灯装置が最適状態の時、位相比較器8において、電圧と電流との位相が所定値であることを検出したとすると、実際には、電圧の位相が上記インバータ9A、9Bによる遅延量だけ更に進んでいる。この位相差を基準として、位相差が小さくなるとPWMの休止期間を多くし、逆に、上記位相差が大きくなるとPWMの休止期間を少なくする。

【0013】同軸ケーブル5により取り出された電流に係る信号は、ローパスフィルタを構成するコイルL3、結合コンデンサC6を介して位相比較器8へ与えられる。位相比較器8では、到来した電圧と電流との検出信号の位相を比較し位相差に応じたパルス幅のパルス出力する。このパルスは、ローパスフィルタを構成する抵抗R5とコンデンサC7との積分回路へ至り、パルス幅相当の電圧に変換される。この電圧は、誤差増幅器10へ与えられ、ここにおいて所定電圧との差に応じた電圧とされ、パルス幅変調器11へ送出される。パルス幅変調器11は誤差増幅器10の出力に応じてパルス出力の休止期間を制御して、パルス出力を実行する。パルス幅変調器11から出力されたパルスは、トランジスタT3のベースに与えられる。トランジスタT3はスイッチングレギュレータ1に供給される直流電圧の供給経路に設けられる。直流電圧は電源よりP1、P2端点に到来している。ドライブ制御回路12は、ドライブ回路2によるドライブ動作を制御する回路であって、通常は、例えば、13.56MHzの正弦波の出力を制御するのであるが、破線で示される経路13または経路14によって位相差情報を得て、必要な周波数の制御を行うようにしても良い。

【0014】上記の無電極放電ランプ点灯装置において、位相差が上記所定値より少なくなると誤差増幅器10の出力レベルが低下するので、パルス幅変調器11はパルス出力の休止期間を大きくしてトランジスタT3のオフ期間を長くし、スイッチングレギュレータ1に供給される電圧を下げる。また、上記とは逆に、位相差が所定値より大きくなると誤差増幅器10の出力レベルが上昇するので、パルス幅変調器11はパルス出力の休止期間を短くしてトランジスタT3のオフ期間を少なくし、スイッチングレギュレータ1に供給される電圧を上昇させる。位相差が所定値の時には、適当な休止期間を持つパルスがパルス幅変調器11から出力され、トランジスタT3の制御がなされ、適当な電圧がスイッチングレギュレータ1に与えられることはいうまでもない。斯して、位相差が少なくなったときには、負荷が直列共振状

6

態に近く負荷インピーダンスが極めて小さい値となっていることに鑑み、電圧を低下させて過入力を防止することになる。

【0015】なお、上記では電圧の検出信号を遅延させているが、位相差が所定値の時には、適当な休止期間を持つパルスを出力するように当該休止期間を適当に確保しておけば、位相差が上記所定値以下となったときでも、FET-T1、T2のソースドレイン間電圧がゼロボルト付近まで低下し、充放電ロスが少なく高効率な装置を実現できる。本実施例は、無電極放電ランプを負荷としているが、同様な特性を有する負荷に、当該インバータ回路を適用可能である。更に、本実施例では、位相差に応じて連続的にインバータ直流電圧を制御させたが、他の実施例では、位相差に段階を設定しておき、その段階毎にインバータ直流電圧を制御する。この制御方式によっても、同様の効果が期待できる。

【0016】上記の構成において、カレントトランス3を図2に示すように構成すると、ノイズの影響を少なくすることができる。カレントトランス3をトロイダルコア21により構成する。トロイダルコア21の中央部に設けられた穴に、同軸ケーブル22を挿入し、その内側導線23を1次巻線（検出電流の電流路）とする。同軸ケーブル22の外側導線24を接地する。回路基板25の所定位置に穴26を穿設し、トロイダルコア21をこの穴26に埋め込み、上記内側導線23を穴26に臨む回路基板25の端縁を1直線に結ぶように張り渡し、図示せぬ導電パターンに接続する。係る構成により、1次巻線が静電シールドされ、更に、1次巻線が最短の長さとなりインダクタンスの発生を少なくできる。なお、コアの材質はカルゴニール鉄のダストを利用する。この材質の透磁率は約8であり、カレントトランスに必要な磁気結合を保証し、かつ、1次巻線にインダクタンスを与えることがない。

【0017】図1において、符号15、16、17は、位相調整素子を接続することのできる位置を示す。この位相調整素子としては、キャパシタンスが優位となっている素子を用いる。インダクタンス成分の素子は、高周波磁界と結合して位相に誤差を生じさせる可能性があり、レジスタンス成分の素子はこれに接続される素子あるいは基板パターンとの間の電流路に寄生インダクタンスが僅かに生じ、これによって、位相に誤差が生じることがあるから、これらの素子はいらないことが望ましい。

【0018】上記の無電極放電ランプ点灯装置の電圧、電流検出の構成は、図3のように構成することができる。スイッチングレギュレータ1等の電源からプリント基板上の導電パターン31、32を介してスイッチング素子であるFET-T1のドレインとFET-T2のソースとに与えられ、FET-T1のソースとFET-T2のドレインとが導電パターン33に接続される。導電

パターン33と導電パターン32との間には、コンデンサダイダC1、C2の直列回路が接続される。導電パターン33からマッチング回路側へは同軸ケーブル22により接続される。制御部30は、図1における同軸ケーブル4、5からパルス幅変調器11へ至る構成をまとめたものである。さて、この構成においては、導電パターン32を安定電位（例えば、アース電位）とし、各同軸ケーブル4、5、22の外側導線が接続され、導電パターン32のa点に導かれる。なお、スイッチング素子であるFET-T1、FET-T2は、主電極対と制御電極対とを有するもので、導電パターン31、32、33に接続されているドレインD、ソースSが主電極対であり、残りのゲートGとソースSが制御電極対である。この制御電極対は、ドライブ回路2に接続される。

【0019】ところが、この構成によると、制御電極対（図のフリー状態のゲートGとソースS）に対してドライブ制御がなされるにも拘らず、負荷側の電圧電流としては、主電極対（導電パターン31、32、33に接続されているドレインD、ソースS）から信号を検出している。つまり、実際のドライブの安定電位は制御電極対のソースSであるのに対し、位相差検出用の信号の安定電位は主電極対のソースSであり、両安定電位の電位差により検出誤差が生じる。

【0020】そこで、図4に示すように、各同軸ケーブル4、5、22の外側導線をFET-T2の制御電極対のソースSに共通に接続する。即ち、制御電極対のソースSが安定電位（例えば、アース電位）とされる。この結果、実際のドライブの安定電位と位相差検出用の信号の安定電位とは一致するところとなり、検出信号に誤差が含まれることはなくなる。図5（a）には、本実施例の回路構成が示されている。この回路において、電源1A、マッチング回路38を結ぶアースには、電圧検出部（ここでは、抵抗RA、RBの直列接続回路によるダイダ）の一方の端子抵抗R2の一端、カレントトランス3の2次側巻線の一端が接続される他、図5（b）に示されるように、FET-T2の制御電極対のソースSと主電極対のソースSmとが共通接続されて、アース電位とされる。この構成により、検出する電圧電流の安定電位であるアース電位とドライブ回路の安定電位が共通化され、検出信号に誤差が含まれることはなくなる。

【0021】図6には、図4の無電極放電ランプ点灯装置の他の構成例が示されている。この実施例では、FET-T1のソースとFET-T2のドレインとに接続がなされた導電パターン33Aをマッチング回路側へ直接延長する。そして、FET-T2の主電極対のソースに接続された導電パターン32Aをマッチング回路側には延長せず、マッチング回路に接続された導電パターン61と導電パターン32Aとの間を同軸ケーブル22で接続し、カレントトランス3により電流の検出を行う。他の構成は、図4と同一である。係る構成によっても、負

荷側の電流の検出を行い得ることは勿論、検出する電圧電流の安定電位であるアース電位とドライブ回路の安定電位が共通化され、検出信号に誤差が含まれることはなくなるという効果を奏する。

【0022】さて、無電極放電ランプ点灯装置において、点灯時には、負荷である無電極放電ランプが抵抗として作用し、負荷に流れる電流Iが適当な大きさとなって図7（a）に示す如くに流れる。そして、電圧Vがスイッチング素子のしきい値電圧Vthより低下してゼロとなるにつれて、電流Iも低下し、電圧Vがゼロとなる時に電流Iがゼロとなるように制御される。ところが、始動時には、電力消費の極めて少ない始動回路と、レジスタンス成分が極めて少ない励起コイルLとが負荷となることから、図7（b）に示されるように電流Iが過大となり、素子の破壊が生じる危険性があった。これに加えて、電圧Vがしきい値電圧Vthより低下してゼロとなるまでの期間（即ち、休止期間）がある程度以上である場合には、電流Iが極めて大きく流れることにより、上記休止期間に電流Iが流れ続け、電圧Vがゼロ以下になっても電流の流れが止まらず、スイッチング素子の両端間の電圧Vにアンダーシュートが生じ、電圧Vrを生じる。この電圧Vrは、次のスイッチング素子のオンの期間において、スイッチング素子の充電により消滅する。しかし、この充電による電圧Vrのキャンセルは、エネルギー損失であり、好ましくないものであった。

【0023】そこで、無電極放電ランプ点灯装置の構成を図9のように構成する。FET-T1、T2のゲートにトランスTrを介してドライブ信号を与えるドライブ回路の構成において、ドライブ信号源64（例えば、13.56MHz）とトランスTrとの間に、D級（A級、B級等も可）のアンプ62を設置し、そのゲインを切り換えるように制御する。この制御は、始動時制御回路63によって行われる。始動時制御回路63は、例えば、光センサ65より光信号を取り込んで、無電極放電ランプが始動時であるか否かを検出し、始動時である場合には、アンプ62に制御信号を出力し、ドライブ信号である正弦波の電圧を高くするように制御する。つまり、アンプ62のゲインを高くするように制御を行う。次に、光センサ65の出力より、無電極放電ランプが点灯状態となったことを検出すると、始動時制御回路63は、アンプ62に制御信号を出力し、ドライブ信号である正弦波の電圧を低くするように制御する。つまり、アンプ62のゲインを低くするように制御を行う。

【0024】上記の制御を行った時の正弦波を図8に示す。始動時の電圧をVs、点灯時の電圧をVnで示してある。スイッチング素子のしきい値電圧をVthとすると、点灯時の休止期間がt3～t6であるのに対し、始動時の休止期間がt4～t5と短くなり、始動時に電圧Vsがしきい値電圧Vthより低下してゼロボルトとなるまでの時間が極めて短くなっていることが判る。この

結果、始動時には図7(b)に示した如く負荷電流Iが大きくなるのであるが、ドライブ電圧が高くされ、しきい値電圧 V_{th} からゼロボルトとなるまでの時間が短いためにスイッチング素子の両端間電圧がアンダーシュートを生じにくくなり、ドレイン損失が大幅に減少する。ちなみに、しきい値電圧 V_{th} が3.5Vのスイッチング素子を用い、点灯時の電圧 V_n を7V、始動時の電圧 V_s を13Vとしたところ、始動時にも7Vでドライブを行っていた場合のドレイン損失が163.3Wであったのに比し、31.2Wに改善することができた。

【0025】なお、上記実施例では、アンプ62のゲインコントロールによってドライブ信号の電圧を制御したが、他の実施例においては、上記アンプ62の電源である直流電源を定電力動作させるように制御し、負荷電流Iが増加したとき、つまり、始動時に、上記アンプの電源電圧 V_d を大きくするように制御する。これによっても、始動時にドライブ電圧を高くして、しきい値電圧 V_{th} からゼロボルトとなるまでの時間を短くし、スイッチング素子の両端間電圧がアンダーシュートを生じにくくし、ドレイン損失を大幅に減少させることができる。

【0026】無電極放電ランプ点灯装置においては、負荷である無電極放電ランプ及び励起コイルに対し低インピーダンスな高周波大電流を供給する必要がある、マッチング回路としては、回路の共振のQが極めて高いことが条件となることは前述の通りである。また、コイルL1、コンデンサC4、抵抗R1が並列に接続されたスタータ回路(図1)においても、損失を最小限に抑制するために、回路の共振のQが高く設定されている。従って、両回路共に、各素子の定数の変動により電流値が大きく変動する特質を持っている。ところが、無電極放電ランプ点灯装置においては、図1の如く、マッチング回路を含むメイン回路とスタータ回路とが並列に接続されており、スタータ回路の動作が安定しても、メイン回路の動作が安定していなければ、その影響により始動回路の動作が不安定となり、適切な始動動作がなされない可能性があった。そこで、高周波インバータ回路の入力を図10乃至図12に示すようなDCチョッパ回路を用いて行い、かつ、その充電インダクタに2次巻線を巻回して、高電圧を得て始動用細管7に印加する。

【0027】図10のDCチョッパ回路は、降圧型DCチョッパと称される回路である。この回路においては、スイッチング部を構成するFET71のゲートに所定周波数の駆動信号を与えて、入力に係る直流電圧をスイッチングして、平滑回路を構成するインダクタ75A、コンデンサ73がL字状に接続された回路へとダイオード72を介して送出する。コンデンサ74は、電荷蓄積用のコンデンサである。上記インダクタ75Aに2次巻線75Bを巻回して高電圧を得て始動用細管7に印加する構成とする。このDCチョッパの出力は、メイン回路のインバータ回路へ与えられる。かかる構成によって、安

定的に始動用の高電圧を得ることができ、確たる始動動作がなされ得る。つまり、インダクタによる結合で始動電圧を得るので、メイン回路の影響を受けることがなく始動特性が安定する。

【0028】図11は昇圧型DCチョッパを示し、図12はバックブースト型DCチョッパを示す。これらによっても、インダクタによる結合で始動電圧を得るので、同様の効果が期待できる。他の実施例では、絶縁型DC-DCコンバータの3次巻線を用いた昇圧で始動用の高電圧を得て、始動用細管7に印加する。係る構成でも同様の効果を奏する。なお、いずれの場合にも、スイッチング部を構成するFET71のゲートに与える駆動信号の周波数は、1MHzを超えることが望ましい。即ち、この角周波数を ω 、得られる高電圧をV、始動用細管7に流れる電流をi、高圧回路から始動用細管7、無電極放電ランプ本体6を介してグランドへ至る経路の線路容量をCとすると、iは ωCV で表される。ここに、Cは0.5~5pF程度であるから、所定のiを得るためには、 ω を大きくすればよい。すると、印加する電圧Vを低下させることができ、絶縁性を高めることができ、コロナ損失を低減させる。また、 ω を大きくすると充電インダクタあるいはトランスを小形化でき、特に、本例の様に高圧発生用に、巻線を多く巻く必要のある場合に効果は大である。

【0029】上記無電極放電ランプ点灯装置におけるインバータ回路には、図1等に明らかな様に、スイッチング素子としてFETが採用され、このFETの寄生ダイオードが還流電流の電流路を構成することにより、上記インバータ回路は、電流共振形インバータを構成する。しかし、上記インバータ回路においては、高周波による動作のため、寄生ダイオードが順方向バイアスから逆方向バイアスへ変化する期間が短く、この期間内に蓄積電荷の放電を完了することができない場合がある。この放電の未完了は、FETがオン制御されると、急激にFETの逆方向に電流が流れるという破壊モードを現出する不具合があった。

【0030】そこで、インバータ回路を、図13のように構成する。インバータ回路のスイッチング素子であるFET2のソースとグランドとの間に、抵抗 R_d を接続し寄生ダイオードD2の順方向電流をコンデンサC9を介して電圧 V_M として検出する。比較器81の非反転端子には V_{cc} を抵抗R8、R9により分圧した電圧が与えられ、反転端子にはレファレンス電圧 V_{ref} が与えられている。比較器81の出力は零信号ホールド回路82に与えられ、零信号ホールド回路82の出力はドライブ回路の電源電圧のスイッチであるトランジスタ83のベースへ与えられている。

【0031】係る回路において、寄生ダイオードD2の放電の未完了が生じていると、FET-T2がオンした瞬間に、ソース電位 V_a は、図のようにマイナス側へ大

11

きく振れ、コンデンサC9と抵抗R9との微分回路を介して、比較器81の非反転端子には、レファレンス電圧 V_{REF} より低い電圧が現れる。この結果、比較器81に出力にはパルス状に零信号が出力され、零信号ホールド回路82はこれをホールドして、トランジスタ83がオフされ、ドライブ回路の電源電圧 V_{CC} が遮断され、素子の保護が図られる。

【0032】なお本実施例に係るインバータ回路では、寄生ダイオードD2のみについて検出を行っているが、他の実施例では、寄生ダイオードD1についても放電の未完了を検出行う。このようにすることによって、より確実に、破壊モードを検出して素子の保護を図ることができる。また、他の実施例では、寄生ダイオードの順方向電流を検出するため、ドレイン側に検出用の抵抗が設けられる。また、他の実施例では、負側の電圧のピークホールド回路を用いて寄生ダイオードを介して流れる電流の電流値に対応する電圧を得て、これを比較器に導き、レファレンス電圧との比較を行う。更に他の実施例では、負側の電圧のみをダイオードを用いて取り出し、積分回路で積分して寄生ダイオードを介して流れる電流の電流値に対応する電圧を検出する。このような実施例によっても、同様の効果を奏する。

【0033】さて、本発明のインバータ回路は、無電極放電ランプ点灯装置に適用され、負荷である無電極放電ランプ及び励起コイルに対し低インピーダンスな高周波大電流を供給する必要がある、マッチング回路が設けられた。そして、このマッチング回路としては、回路の共振のQが極めて高いことが条件となることは前述の通りで、極めて厳しい精度が要求されていたのである。例えば、マッチング回路のコンデンサCs(図1参照)の容量値が1パーセント変化すると、出力は20パーセント変化してしまう。そこで、負荷側のインピーダンスの変化に拘らず、出力変動が少ないインバータ回路を提供する。

【0034】図14には、実施例に係るインバータ回路を適用した無電極放電ランプ点灯装置の要部が示されている。この実施例では、無電極放電ランプ、スタート回路は省略されている。例えば、商用電源91を電源部92にて直流に変換し、インバータ部93へ与える。インバータ部93は、例えば、スイッチング素子をトランスを介して正弦波でドライブする構成となっており、ドライブ信号である正弦波はドライバ94から出力される。インバータ部93の出力はマッチング回路95を介して負荷側へ与えられる。本実施例では、負荷に対する出力電圧と電源部92の出力電圧とが相関を持つことから、電源部92の出力電圧を電圧ピックアップ部97で取り出し、電力制御部96へ導く。また、負荷側に流れる電流と電源部92の出力電流とが相関を持つことから、電源部92の出力電流を電流ピックアップ部98で取り出し、電力制御部96へ導く。電圧ピックアップ部97

12

は、既述のコンデンサデバイダ等で構成され、電流ピックアップ部98は、既述のカレントトランス等により構成される。

【0035】電力制御部96は、検出された出力電圧と出力電流とに基づき、電力が常に所定となるように電源部92の制御を行う。つまり、電源部92に増幅器を設け、その動作点を変動させる制御を行って、出力電力を所定に保持する。この結果、負荷に対する出力電圧と電源部92の出力電圧とが相関を持ち、負荷側に流れる電流と電源部92の出力電流とが相関を持つことから、負荷インピーダンスの位相角が小さくなれば、入力電圧を低下させ、逆に、負荷インピーダンスの位相角が大きくなれば、入力電圧を上昇させるような制御がなされる。

【0036】従来回路において、負荷の位相角が小さくなると、スイッチングの際にスイッチング素子の出力側に印加される電圧が増加し、 CV^2 ロスも増加する。ここに、Cは出力容量であり、Vはスイッチング時にスイッチング素子の両端に印加される電圧である。しかし、上記の実施例回路による定電力制御によって、負荷の位相角が小さくなると、電源電圧が低下させられる。従って、スイッチング時にスイッチング素子の両端に印加される電圧Vは大きくなり、 CV^2 ロスの増加を抑制できる。そして、負荷のインピーダンスの偏角が相当広い範囲にわたり変化しても、出力が所定であり、高効率が保持される。このため、インピーダンスの偏角が相当広い範囲にわたり変化する負荷である無電極放電ランプの点灯装置に好適である。

【0037】図15、図16には、上記インバータ回路により無電極放電ランプ点灯装置を構成し、ドライブを行った場合の応答特性が示されている。図15では、マッチング回路のコンデンサCsを変動させたとき、直流入力電圧が下に凸の曲線で変化し、進相逆電流がCsの誤差がマイナス側へ変位するにつれて増加する。進相逆電流は、出力電流が出力電圧よりも位相が進んでいる時に、各々のFETにかかる電圧とは逆向きに流れている電流の実効値と定義する。この進相逆電流が大きいほど寄生ダイオードがONされ易く、かつ、寄生ダイオードに蓄積されている電荷も寄生ダイオードが順方向バイアスから逆方向バイアスへ変化する期間内に放電が完了されにくくなる。従って、回路保護のためにはこの進相逆電流を所定値以下に抑えるのが好ましい。しかし、出力とドレイン効率とはほぼ一定値を保持する。直流入力電圧を80ボルト以下、進相逆電流を12アンペア以下の条件では、Csを±6パーセント変化させ得ることが判る。図16は、図15の装置に比し、マッチング回路のCpと励起コイルLのインダクタンスを10パーセント上昇させ、更に、図9のように構成された回路にて、ドライブ電圧の波高値をインバータ入力電圧の大小に応じて制御させた時の応答特性である。このようにドライブ電圧を制御することは図8に示した通り、インバータの

休止期間を制御することになる。かような制御を併用することにより、 CV^2 ロスの増加はさらに抑制され、広い範囲にわたって高効率を維持できる。その制御は前述した通り、入力電流あるいは負荷電流が増加し、これにより入力電圧が低下した場合にはドライブ電圧を高く、逆に入力電流あるいは負荷電流が減少し、これにより入力電圧が上昇した場合にはドライブ電圧を低下させれば良い。この特性から、進相逆電流を8アンペア以下の条件とすると、 Cs を±7.2パーセント変化させ得、進相逆電流を12アンペア以下の条件とすると、 Cs を±8パーセント変化させ得ることが判る。斯して、素子のばらつきによらず、的確な動作を確保できる。更に、この入力電力を制御することで調光制御を行うこともできる。この場合でも、ゲートドライブ電圧の制御を併用すれば、調光範囲を広く取り且つ高効率を維持できる効果がある。

【0038】なお、電力制御は、検出した電圧と電流との位相制御に他ならないから、他の実施例は、電力制御部96で検出した電圧と電流との位相を制御して、電力制御とする。

【0039】

【発明の効果】以上説明したように、本発明のインバータ回路によれば、負荷に対して供給されている電流と電圧との位相差が検出され、且つ、この位相差に基づきインバータ回路に与える直流電圧が適宜に上昇あるいは低下されて、負荷のインピーダンスの値及び位相の変動に応じて直流電圧が変更され、最適なマッチング状態が現出される。

【0040】更に、インバータ回路には、主電極対と制御電極対とが別個に設けられたスイッチング素子が備えられ、電圧検出手段と電流検出手段とから位相差検出手段へ到る経路が同軸ケーブルで構成され、該同軸ケーブルの外側導体が、前記スイッチング素子の制御電極対のうち安定電位側端子に接続されているので、検出側とドライブ側との信号の安定電位が一致し、誤差の少ない検出を保証し、制御を確実なものにする。

【0041】以上説明したように、本発明の無電極放電ランプ点灯装置によれば、インバータ回路が負荷である無電極放電ランプ及び励起コイルのインピーダンスの値及び位相の変動に応じて直流電圧を変更して、最適なマッチング状態を現出し、共振条件を適正な状態に戻し、デバイスの破壊やランプの始動不能を防止する。

【0042】以上説明したように、本発明の無電極放電ランプ点灯装置によれば、インバータ回路の直流電源の電圧と電流とを検出し、その積である電力が所定となるように、前記インバータ回路に与える電源電圧を制御するので、負荷のインピーダンスの偏角が相当広い範囲にわたり変化しても、出力が所定であり、高効率が保持される。つまり、負荷側の素子のばらつきを補償して、所定出力動作がなされる。

【0043】以上説明したように、本発明の無電極放電ランプ点灯装置によれば、負荷とインバータ回路との間には、これらのインピーダンスマッチングを図るマッチング回路が設けられることから、効率の良い無電極放電ランプの点灯動作がなされる。

【0044】以上説明したように、本発明の無電極放電ランプ点灯装置によれば、スイッチング素子と、このスイッチング素子を正弦波によりドライブするドライブ回路とが備えられ、無電極放電ランプの始動時に前記ドライブ用の正弦波電圧を増大させるので、ドライブ電圧が高くされ、しきい値電圧 V_{th} からゼロボルトとなるまでの時間が短いためにスイッチング素子の両端間電圧がアンダーシュートを生じにくくなり、ドレイン損失が大幅に減少する。

【0045】以上説明したように、本発明の無電極放電ランプ点灯装置によれば、スイッチング素子と、このスイッチング素子を正弦波によりドライブするドライブ回路とが備えられ、無電極放電ランプの始動時に前記ドライブ用の正弦波電圧を増大させるので、ドライブ電圧が高くされ、しきい値電圧 V_{th} からゼロボルトとなるまでの時間が短いためにスイッチング素子の両端間電圧がアンダーシュートを生じにくくなり、ドレイン損失が大幅に減少する。

【0046】以上説明したように、本発明の無電極放電ランプ点灯装置によれば、インバータ回路に対し電源電圧を与えるDCチョップ回路が設けられ、該DCチョップ回路にはインダクタまたはトランスが設けられ、該インダクタまたはトランスの2次側巻線より電圧を得て、無電極放電ランプの始動に用いるようにしたので、インダクタンスによる結合で始動電圧を得るので、メイン回路の影響を受けることがなく始動特性が安定する。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施例の構成図。

【図2】本発明の実施例の要部の構造を示す斜視図。

【図3】本発明の実施例の構成図。

【図4】本発明の実施例の構成図。

【図5】本発明の実施例の構成図。

【図6】本発明の実施例の構成図。

【図7】無電極放電ランプ点灯時と始動時の電圧電流波形を示す図。

【図8】本発明の実施例による無電極放電ランプ点灯時と始動時の電流波形を示す図。

【図9】図8の動作を実現する本発明の実施例の構成図。

【図10】本発明の実施例の構成図。

【図11】本発明の実施例の構成図。

【図12】本発明の実施例の構成図。

【図13】本発明の実施例の構成図。

【図14】本発明の実施例の構成図。

【図15】図14の実施例による効果を示す回路応答

四。

【図 16】図 14 の実施例による効果を示す回路応答図。

【符号の説明】

1 スイッチングレギュレータ

路

3 カレントトランス ーブル

7 無電極放電ランプ本体

10 誤差增幅器

変調器

2 ドライブ回

4、5 同軸ケ

8 位相比較器

11 パルス幅

12 ドライブ制御回路

8 1 比較器

一ルドル回路

83 トランジスタ

9 2 電源部

夕部

94 ドライバ

グ回路

96 電力制御部

クアッブ部

98 電流ピックアップ部

30 制御回路

8.2 零信号水

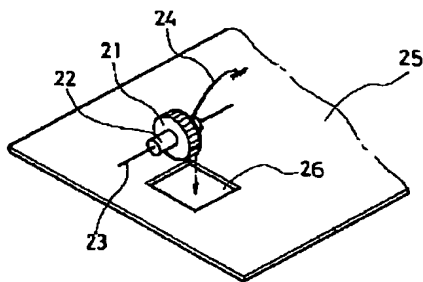
9 1 商用電源

93 インバー

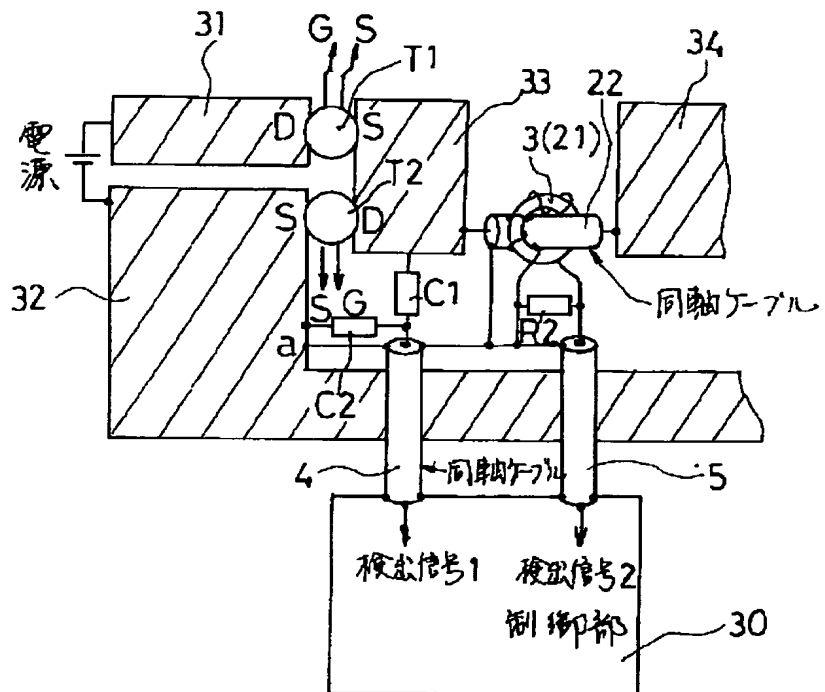
95 マッチン

97 電圧ピツ

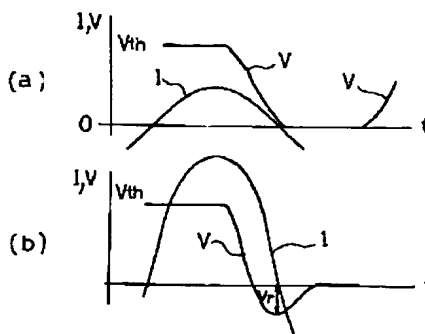
【図 2】



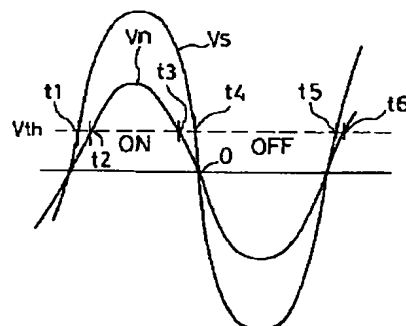
【図 3】



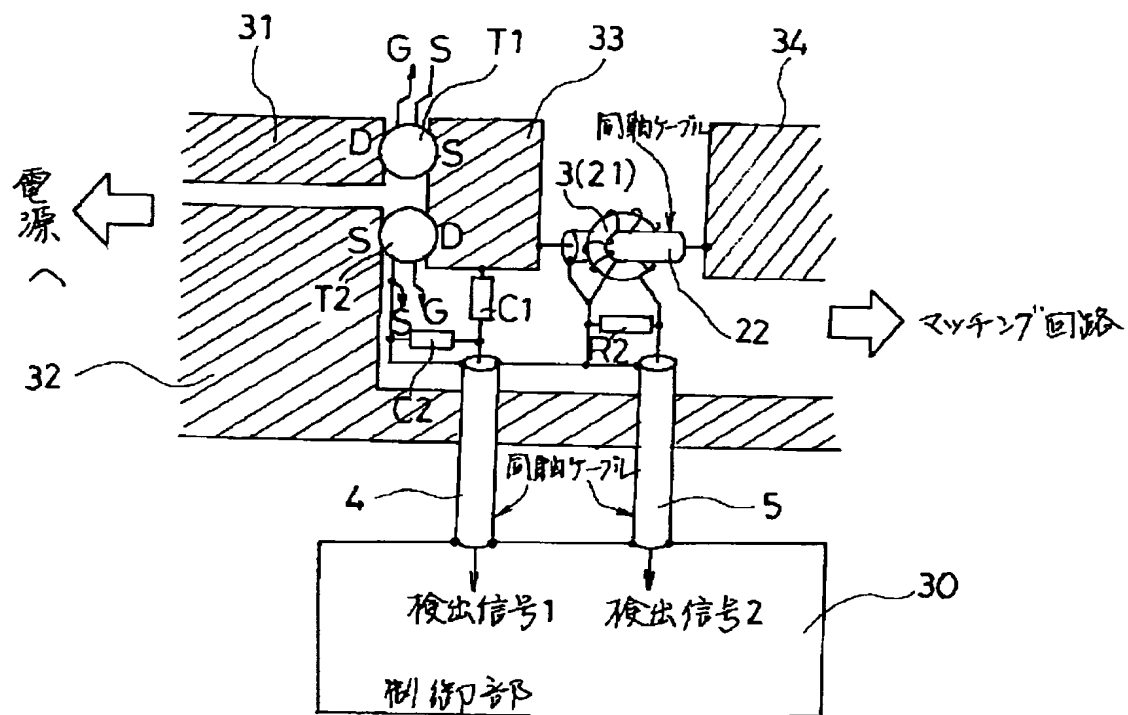
【图 7】



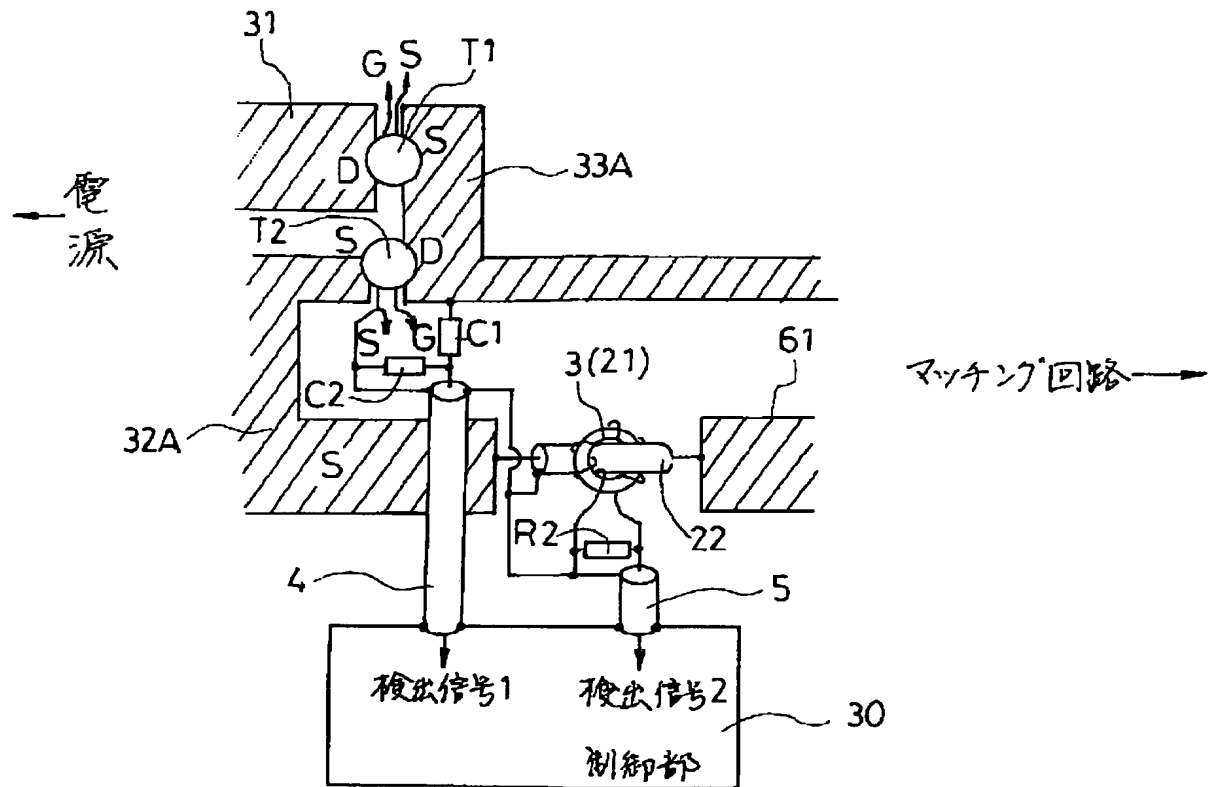
【图 8】



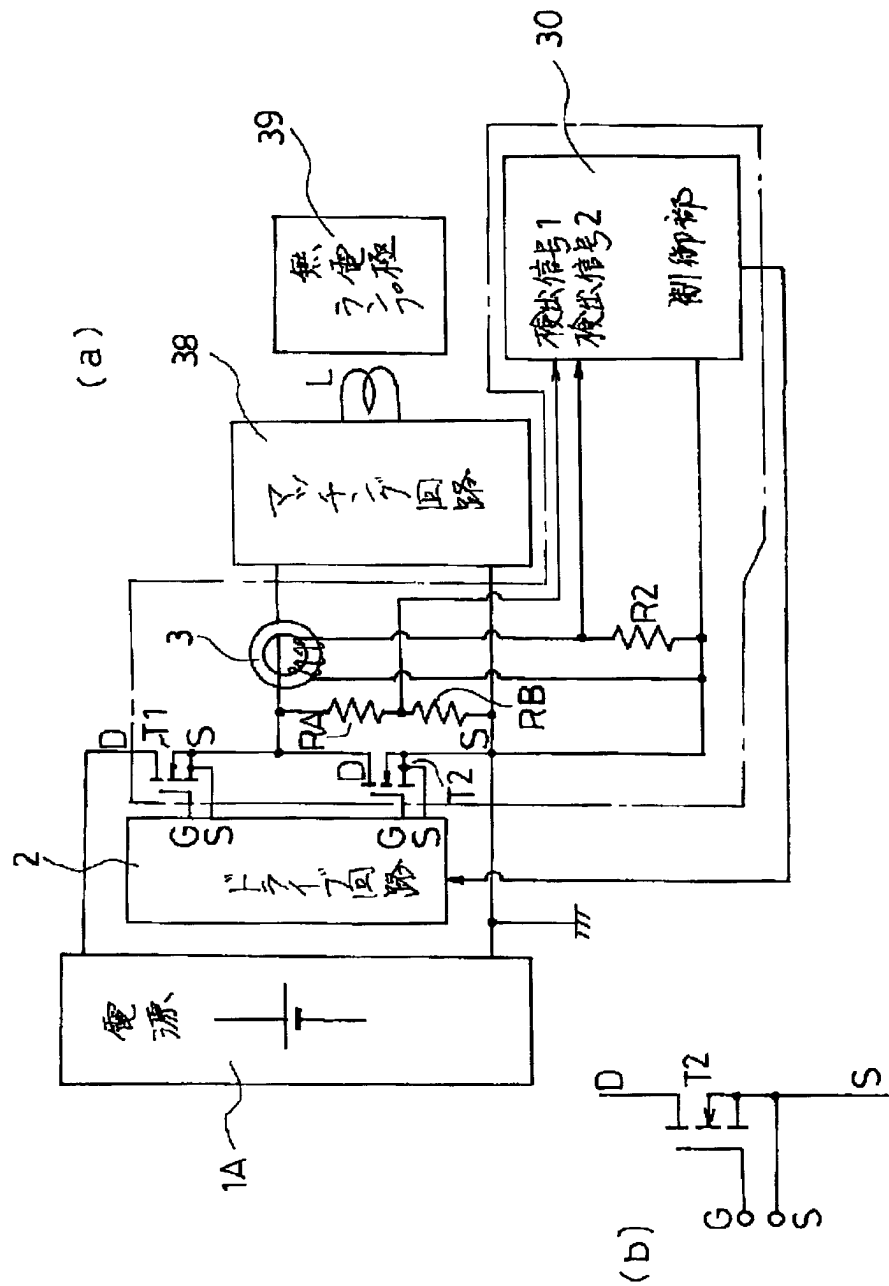
【図4】



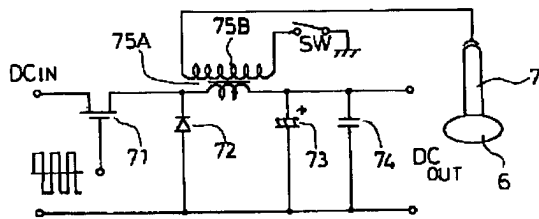
【図6】



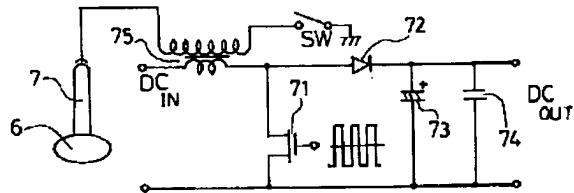
【図5】



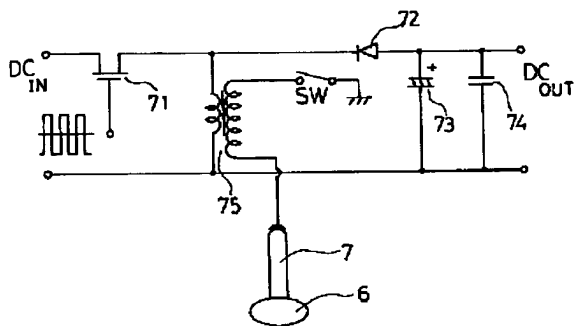
【図10】



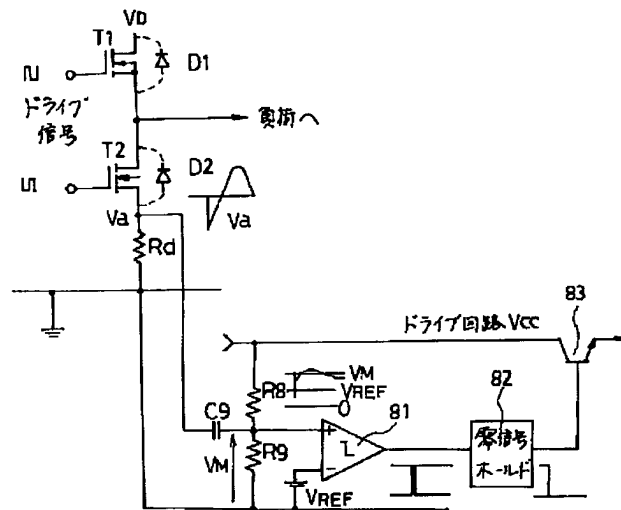
【図11】



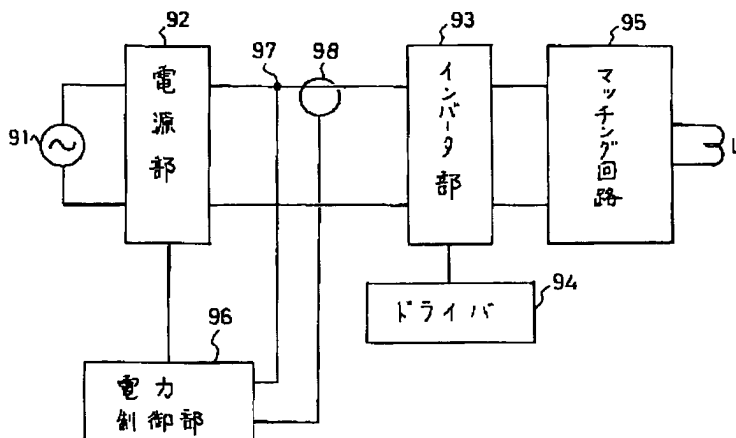
【図12】



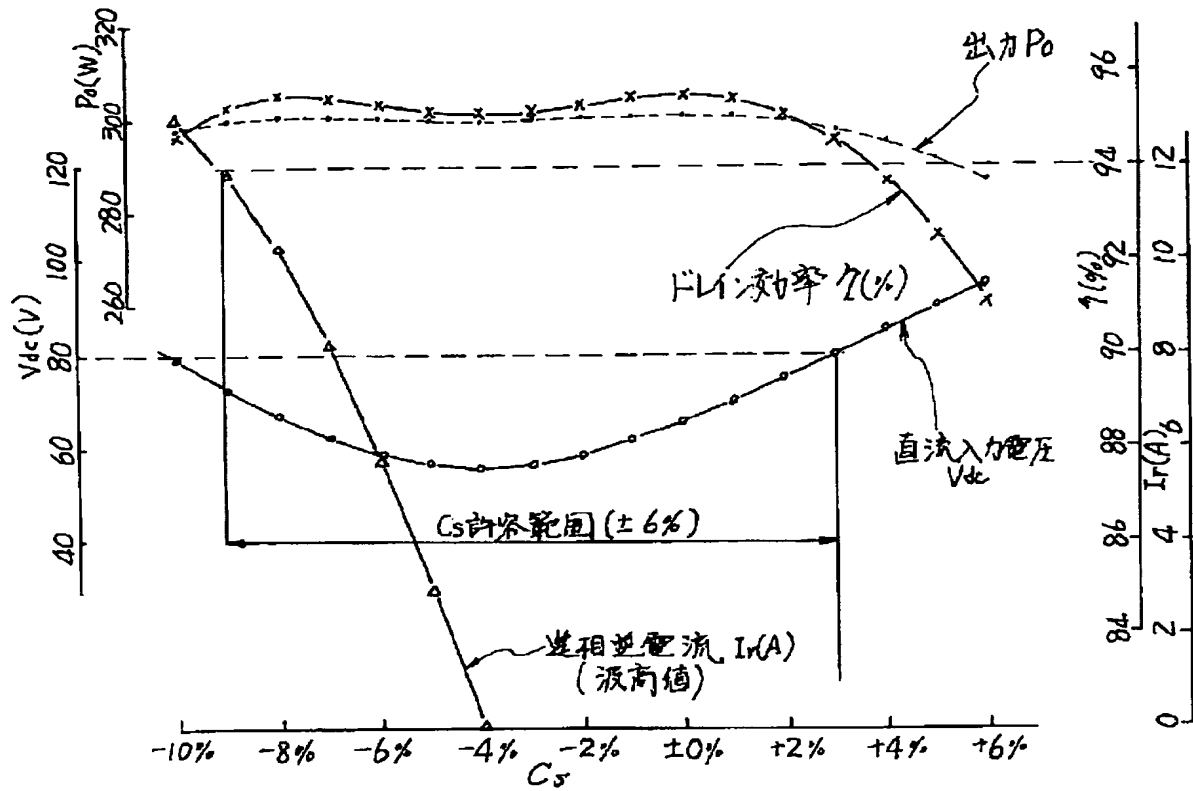
【図13】



【図14】

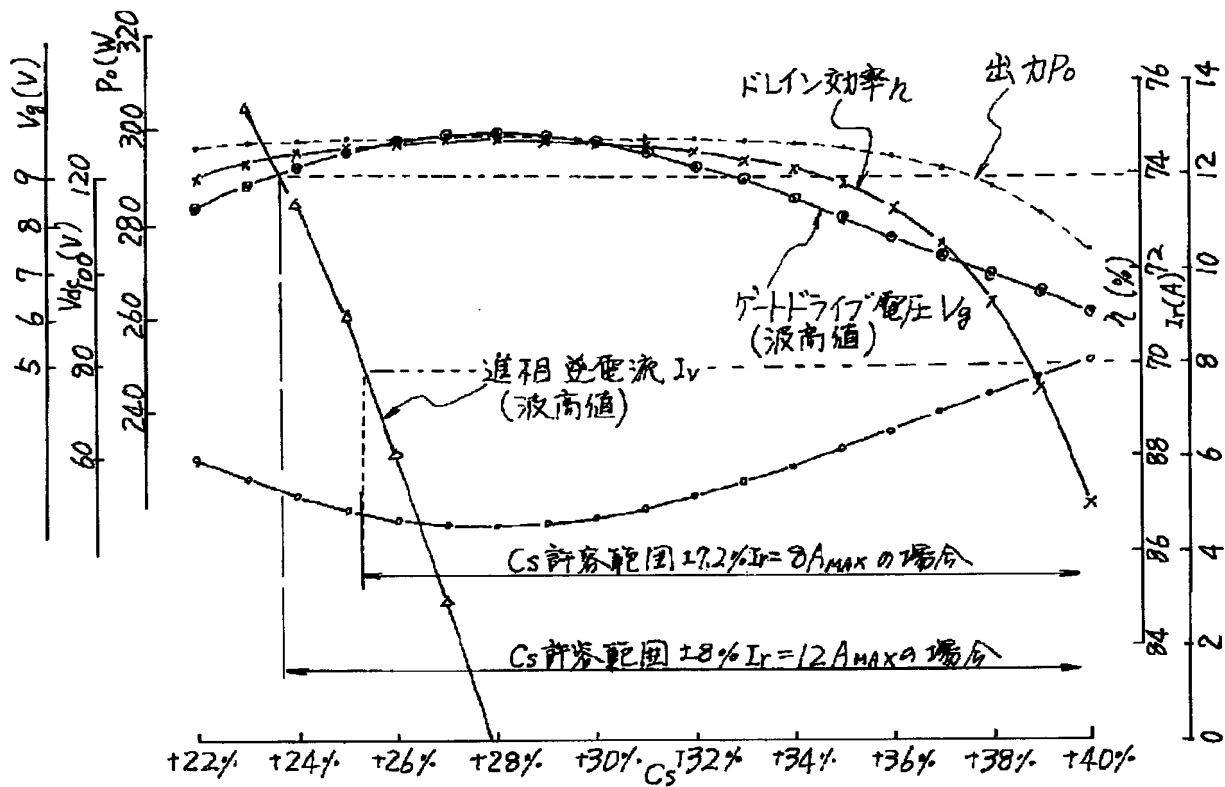


【図15】



V_{dc} 中心値を下げた。マッチング回路、ゲートドライブをおこなった場合の回路応答

【図16】



C_D 10%増, L_m 10%増にてゲートドライブコントロールを併用して効率改善を図る場合